radioelektronik

2 '82

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Sprzedam odbiornik komunikacyjny Łambda-2. SP9HPE Krzysztof Smolarek, ul. Nojego 8/21, 32-602 Oświęcim. EO/824/K/81

Zakład Radiowo-Telewizyjny ul. Kaliningradzka 75/25, 10-437 Olsztyn wykonuje generatory serwisowe. EO/823/K/81

Kupię LM305, TTL-UCV itp. wyświetlacze LED (CDZP 12 lub odpowiednik), LCD (dużo w wysokość) BFW11, AFV37, kwarce 5 MHz, 100–240 kHz SN74S196 lub odpowiednik, mostek Thomsona oraz Radioamatora 1978. Ryszard Drąg, os. Wysokie 18/42, 31-820 Kraków. EO/819/K/81

Sprzedam 2716, Z80, 3850 i inne elementy mikroprocesorowe. Tranzystory TIP142, TIP147, BDK93. Zieliński, 70-334 Szczecin, skr. poczt. 19. EO/806/K/81

Kupię transceiver CW/SSB oraz odbiornik – wyłącznie na pasma amatorskie. Henryk Wróbel, os. 1000-lecia 4/12, 47-300 Krapkowice. EO/803/K/81

Kupię układ MM5375 ABN. Janusz Wolski, ul. Pięciolinii 7 m. 6, 02-784 Warszawa. EO/802/K/81

Kupię układy TCA430N i lampę oscyloskopową 5Ł038. Piotr Olszowy, ul. Hutnicza 2/10, 38-400 Krosno. EO/798/K/81

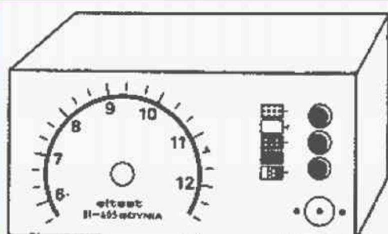
Kupię dowolną ilość serwomechanizmów do zdalnego sterowania „Varioprop". Alojzy Kluska, ul. Sokola 17/24, 26-110 Skarżysko Kamienna. EO/787/K/81

Kupię układy: SN74147; SAA1024; SAA1025, SAA1050, SAA1051, SAS580, SAS590, TDA4180, kwarc 32 768 kHz; 100 kHz; 2 MHz; 4436 MHz. Józef Wielowski, ul. Makuszyńskiego 7/13, 58-309 Wałbrzych. EO/785/K/81

Kupię układ scalony AY3-8500. Andrzej Cieśla, ul. Lecha 12/6, 25-622 Kielce. EO/784/K/81

Kupię przystawkę krótkofalową do samochodu, produkcji UNITRY. Andrzej Dej, ul. J. Malczewskiego 77, Katowice. EO/773/K/81

Tanio odstąpię różne układy scalone, tranzystory w.cz., FET, Wójcik, Jóżwika 10, 21-500 Biała Podl. EO/772/K/81



GENERATOR TV OBRAZÓW
biała krata-kropki-gradacja-biel-tło
Dostarczany także w zestawach do montażu.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"
GENERATORY DO LOKALIZACJI USZKODZEŃ:
VIDEO-TEST telewizyjny
FONO-LUX radiowy
Szczegółowa instrukcja. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST ul. Słoneczna 64, 81-605 Gdynia.

Radioelektronik



MAJ 1982 ● ROCZNIK XXXIII (36)

2'82

Z KRAJU I ZE ŚWIATA . . . 1
ELEKTROAKUSTYKA
Wzmacniacz tranzystorowy o mocy 150 W – Marian Zięborak . . . 3
System Dolby C . . . 7
Reduktor szumów . . . 7
TECHNIKA RiTV
FLL – nowy system strojenia – Bogdan Partyka, Andrzej Zuber . . . 8
MIERNICTWO ELEKTRONICZNE
Generator kwarcowy 50 Hz – Bogusław Kalinowski . . . 9
ELEKTRONIKA SAMOCHODOWA
Układ do opóźnionego wyłączania wewnętrznego oświetlenia w samochodzie . . . 12
ELEKTRONIKA DOMOWA
Zegar cyfrowy i timer z układem scalonym – Wojciech Strożek . . . 13
Regeneracja ogniw i baterii . . . 29
PRZEGLĄD SCHEMATÓW
Przenośny odbiornik telewizyjny NEPTUN 150 . . . 15
SERWIS RiTV
Zamiana głowicy typu TV69 na głowicę zintegrowaną – Henryk Bednarski . . . 18
URZĄDZENIA ZASILAJĄCE
Monolityczny stabilizator napięcia MA7805 – Tadeusz Góra . . . 21
RÓŻNE
Harcerskie lato 1981 – Andrzej Pelczar . . . 24
Pomysł i realizacja
Sygnalizator uszkodzenia świateł i przełącznika „stop w samochodzie – Marek Marcinkowski, Krzysztof Kontek . . . 31
Cyfrowy zależny przełącznik elektroniczny – Ryszard Andrzejak . . . 31
KRÓTKOFALOWIEC POLSKI . . . 25
Z PRAKTYKI RADIOAMATORSKIEJ
Usprawnienie działania kalkulatora – Kazimierz Pomierny . . .
Pogłębienie efektu „stereo" – Paweł Grześkowiak . . . 32
Zmiana barwy dźwięku w magnetofonie M2408SD – Damian Plaga . . . okł. III

WYDAWNICTWO



ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: **red. nacz.** – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi**: dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski–SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują: Oddziały RSW „Prasa–Książka–Ruch" od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach – uzgadniając sposób dostawy lub odbioru zamówionej prasy; dotychczasowi prenumeratorzy indywidualni w miastach mogą zamawiać czasopisma przez macierzyste zakłady pracy. Zamówienia zbiorowe, wraz z załączonymi (do wglądu) dowodami wpłaty prenumeraty pocztowej na rok 1981, należy złożyć we właściwym terytorialnie oddziale RSW obsługującym dany zakład pracy w tzw. prenumeracie instytucjonalnej; urzędy pocztowe na wsi i wiejscy doręczyciele od instytucji i zakładów pracy zlokalizowanych na terenie wiejskim oraz od osób fizycznych mieszkających na tych terenach.
Przedpłaty są przyjmowane w terminach: do 25 listopada – na rok następny, I kwartał i I półrocze; do 10 marca – na II kwartał; do 10 czerwca – na III kwartał i II półrocze; do 10 września – na IV kwartał.
Cena prenumeraty rocznej 360 zł, półrocznej 180 zł, kwartalnej 90 zł.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/M Warszawa, nr 1153–201045–139–11 w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla instytucji i zakładów pracy.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26–67–17, 27–16–34 w godz. 10.30 – 13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 1997/CD. Nakład 150 000 egz. Z-31. Ark. druk. 4,6. Cena zł 30.– Numer zamknięto 19.V.1982 r.

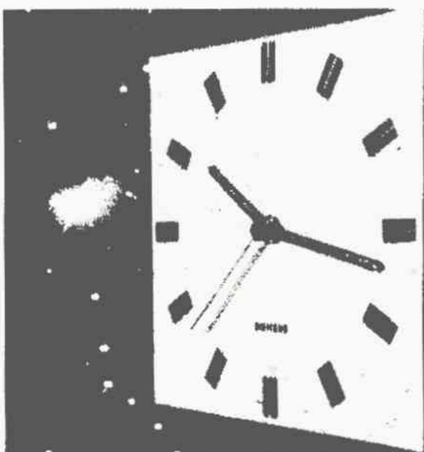
Znana z wyrobów wysokiej jakości firma KLEIN + HUMMEL (RFN) oferuje ostatnio **interesujący wzmacniacz typu SA600**, który może być stosowany do celów profesjonalnych i przez koneserów techniki Hi-Fi. Moc wyjściowa wynosi 2×200 W przy obciążeniu 4 Ω i 2×300 W przy obciążeniu 2 Ω. Moc muzyczna jest co najmniej 50% większa. Współczynnik zawartości harmonicznych nie przekracza 0,008% w paśmie 10 Hz...20 kHz. Układ wzmacniacza jest przeciwsobny i całkowicie symetryczny od wejścia do wyjścia. Tak więc dodatnie i ujemne fragmenty sygnału wejściowego są wzmacniane przez odpowiednio jedno lub drugie ramię układu. W stopniu wyjściowym zastosowano po cztery równolegle połączone specjalne „szybkie" tranzystory mocy (w jednym ramieniu o przewodności n-p-n, a w drugim p-n-p). Znamionowe napięcie wejściowe wynosi 1 V (10 kΩ). Pobór mocy z sieci wynosi 80 VA przy pracy bez wysterowania i zwiększa się do 800 VA przy oddawaniu pełnej mocy. Wymiary wzmacniacza: 483×132×360 mm. Masa wynosi zaledwie 22 kg.

Procesor do obróbki sygnału mowy wytwarza i oferuje firma Voice Microsystem Ltd. (Wielka Brytania). Jest to urządzenie cyfrowe przeznaczone do realizowania kompresji sygnału mowy i lepszego wykorzystania kanału transmisyjnego oraz wzmacniaczy i przetworników elektroakustycznych. W wyniku zastosowania procesora mowa jest o 8 dB głośniejsza przy zachowaniu tych samych wartości szczytowych sygnału. Poziom „szczytów" jest utrzymany z dokładnością ±0,5 dB przy zmianach poziomu wejściowego w przedziale 24 dB. Poziom szumów maleje średnio o 15 dB.
Urządzenie jest przeznaczone do instalacji nagłośniających, stacji radiokomunikacyjnych, instalacji dyspozytorskich i innych podobnych zastosowań. Urządzenie jest dostarczane w obudowie lub w postaci panela przeznaczonego do wmontowania w typowy stojak.

Nie ma wątpliwości, że nadchodzi epoka płyt z zapisem cyfrowym. Płyty z analogowym wbocznym zapisem stereofonicznym są silnie wypierane przez kasety z taśmą magnetyczną. Pomimo tego producenci gramofonów elektrycznych dokonują „cudów" konstrukcyjnych, aby jeszcze polepszyć jakość układu odczytującego zapis i jakość napędów, nie mówiąc już o wszelkich ułatwieniach w zakresie obsługi. Przykładem działań w tych kierunkach są **nowe opracowania znanej firmy DUAL (RFN)**. W nowym gramofonie typu CS741Q zastosowano ramię adapterowe ze specjalnego stopu o masie całkowitej zaledwie 6,5 g. Poza tym zastosowano bardzo interesujący mechaniczny układ rezonansowy przeciwdziałający drganiom rezonansowym samego ramienia. Układ ten dostraja się do częstotliwości rezonansowej ramienia (6... 15 Hz). Faza jego drgań jest przesunięta o prawie 180° w stosunku do drgań ramienia, a więc działa tłumiąco na te ostatnie. Poza tym zastosowano specjalne ryglowe zamocowanie głowicy adapterowej na ramieniu, eliminujące zastosowanie wkrętów i zapewniających idealną geometrię położenia igły czytającej względem ramienia. Napęd wraz z talerzem i ramieniem jest wmontowany w „subchassis", które „siedzi" na czterech sprężynowo-gumowych resorach, obliczonych na odfiltrowanie drgań pochodzących z zewnątrz, a przenoszonych poprzez podłogę i meble. Ten gramofon, jak wiele jemu podobnych, „słyszy" wady zapisu, a nie wady procesu odczytywania płyty, który to proces doprowadzono do perfekcji. Należy o tym pamiętać przy korzystaniu z płyt pochodzących z różnych lat i wytworzonych w słabo technicznie wyposażonych wytwórniach.

Firma National Semiconductor wyprodukowała układ pod nazwą **„Digitalker"**, przeznaczony do zastosowania w mówiących urządzeniach elektronicznych. Istnieje wielkie zapotrzebowanie na urządzenia, które podawałyby informację lub odpowiadały operatorowi normalnym głosem przy dobrej zrozumiałości. Badania wykazały, że np. w języku angielskim do zapisania jednego słowa potrzeba średnio 1 kBit. Opisywany układ scalony dysponuje pamięcią ROM o pojemności 128 kBit, której pojemność może być powiększona przez dołączenie urządzeń dodatkowych (zewnętrznych). W urządzeniach wyposażonych w mikroprocesor jest możliwe wykorzystanie układu „Digitalker" do tworzenia zdań z zawartych w pamięci ROM słów i krótkich zwrotów.

Rozwój produkcji ogniw słonecznych umożliwia coraz szersze ich stosowanie w warunkach codziennych. Przykładem jest zegar ścienny (fot. niżej), którego cyfry są wykonane z ogniw słonecznych o łącznej powierzchni 24 cm², zapewniając moc elektryczną rzędu 120 mW. Moc ta wystarcza do zasilania układu elektronicznego zegara z kwarcem oraz do ładowania wbudowanego akumulatorka, który zasila zegar, gdy brak światła dziennego. Pojemność naładowanego akumulatorka wystarczy na zasilanie zegara w ciągu 6 tygodni.



Firma Philips opracowała **scalony przetwornik cyfrowo-analogowy** przeznaczony do zastosowania w aparaturze elektroakustycznej (typ TDA1540). Przetwornik ten jest zdolny do przetwarzania 12 MBit/s przy bardzo dobrej liniowości i odstępie od poziomu szumów równym 85 dB. Układ jest zasilany trzema napięciami (+5 V, –5 V i –17 V).

Firma National Panasonic prowadzi aktywną kampanię w celu umocnienia się na rynkach europejskich. Wynika to z oferowanych wyrobów elektronicznego sprzętu powszechnego użytku, odznaczających się interesującymi rozwiązaniami. Oto kilka przykładów:

– **Przenośny stereofoniczny odbiornik radiofoniczny** wyposażony w magnetofon kasetowy o masie zaledwie 2,6 kg przy wymiarach 380×155×80 mm. Urządzenie jest przystosowane do odbioru w zakresach: UKF, średniofalowym, długofalowym i krótkofalowym. Mogą być stosowane kasety z różnego typu taśmami magnetycznymi. Zastosowano elektryczne poszerzenie bazy odsłuchu stereofonicznego.
– **Pojemnościowy mikrofon dobrej jakości typu RP-3835E** z zastosowaniem elektretów. Pasmo przenoszenia: 30 Hz...18 kHz. Charakterystyka: wydłużona nerkowa. Zastosowano przełącznik „mowa-muzyka". Mikrofon jest przystosowany do wejść o impedancji 600 Ω.
– **Słuchawki typu EAH-01**, lekkie o mocy do 100 mW i paśmie przenoszenia 20 Hz...20 kHz. Słuchawki odznaczają się wysoką skutecznością około 98 dB/mW. Impedancja słuchawek: 40 Ω.
– **Trójdrożny zespół głośnikowy o mocy 70 W** (110 W dla muzyki) typu SB-4. Zastosowano trzy głośniki o średnicach membran: 20 cm, 3,5 cm, 2,8 cm, przy czym membrany są płaskie i umieszczone w jednej płaszczyźnie i na jednej prostej pionowej linii, co zmniejsza zniekształcenia fazowe i interferencyjne. Pasmo przenoszenia zespołu: 40 Hz...35 kHz. Wymiary zewnętrzne obudowy: 540×285×255 mm.

Firma Scorpion Electronic specjalizuje się w wytwarzaniu **wzmacniaczy mocy w postaci bloków** (modułów) nadających się do różnych celów (kompletne wzmacniacze m.cz., aktywne zespoły głośnikowe, instalacje do nagłośniania itd.). Obok wcześniej oferowanych bloków o mocy 60 W, 100 W i 170 W, firma dostarcza blok typu CES 30045 o mocy 310 W. Zasilanie tego bloku ±60 V. Wymiary: 161×102×35 mm (bez radiatorów).

Cyfrowy magnetofon kasetowy (typ RT-X1) opracowała firma Sharp. Zastosowano w nim kasetę z taśmą o szerokości 6,35 mm (Elcaset) lansowaną od kilku lat przez firmy japońskie do magnetofonów Hi-Fi. Prędkość przesuwu 12 cm/s. Taśma jest podzielona na 20 ścieżek o szerokości 180 µm. Do zapisu sygnału stereofonicznego wykorzystano 16 ścieżek, które przenoszą razem 2 MBit/s. Magnetofon przenosi pasmo 2 Hz...20 kHz przy dynamice 90 dB i zniekształceniach nieliniowych nie przekraczających 0,03% (1 kHz). Urządzenie jest przeznaczone w swoim założeniu do użytku domowego.

Displayphone to aparat telefoniczny połączony z monitorem ekranowym, służący zarówno do rozmów telefonicznych, jak i do przesyłania danych na ekranie. Jest wyposażony w pulpit i klawiaturę sensorową. Urządzenie opracowane w firmie Northern-Telecom, Inc. jest przeznaczone dla „zelektronizowanych" biur przyszłości. W ciągu pierwszych miesięcy 1981 roku sprzedano już około 250 sztuk tych urządzeń w USA i Kanadzie.

■ **Planowany do wprowadzenia na orbitę geosynchroniczną w 1982 r.** pierwszy europejski satelita dla powszechnej łączności telekomunikacyjnej – ECS (European Comm. Satellite), będzie wyposażony w 12 transponderów o paśmie 80 MHz i umożliwi prowadzenie jednocześnie 11 200 rozmów telefonicznych oraz przesłanie 2 programów telewizyjnych. Nadawanie i odbiór będzie się odbywać w pasmach 14 GHz (Ziemia–satelita) i 11 GHz (satelita–Ziemia), przy czym telefonia będzie przesyłana w systemie cyfrowym z szybkością 120 Mbit/s. Urządzenia łączności oraz „elektrownia" w postaci 13 500 ogniw słonecznych o mocy 1150 W opracowała firma AEG-Telefunken. Jedną ze stacji naziemnych służących do kontroli i nadzoru satelity będzie stacja w miejscowości Redu w Belgii, dla której wykonuje się antenę o średnicy 13,5 m. Powierzchnia tej anteny jest wykonana z dokładnością dziesiętnych milimetra, zaś dokładność ustawienia anteny wynosi 1/3000 stopnia. Stacja będzie uruchomiona już w 1981 r., a wstępne pomiary eksploatacyjne będą wykonane za pomocą pierwszego doświadczalnego satelity OTS.

■ **W Komitecie ONZ** dla pokojowego wykorzystania przestrzeni kosmicznej trwają w Genewie obrady nad prawnymi aspektami bezpośrednich nadawań programów poprzez satelity, jako przygotowanie do Międzynarodowej Konferencji, która odbędzie się w sierpniu 1982 r. w Wiedniu. Jednym z problemów jest określenie minimalnej wysokości nad Ziemią, powyżej której przestrzeń może być użytkowana przez wszystkich. Proponuje się 100...110 km nad poziomem morza. Więcej dyskusji wywołuje sprawa żądań państw leżących nad równikiem; domagają się one opłat za korzystanie z satelitów geosynchronicznych naruszających jakoby ich suwerenność.

■ **W roku 1981 – poświęconym pomocy dla osób upośledzonych** szereg firm elektronicznych demonstrowało urządzenia, za pomocą których niewidomi mogą obsługiwać stanowiska pracy np. z urządzeniami pomiarowymi, komputerami, w których odczyt optyczny jest zastąpiony odczytem pisma Braille'a lub sygnałem akustycznym. Dla przykładu: firma AEG-Telefunken opracowała urządzenie „tłumaczące" dowolny tekst drukowany. Kamera telewizyjna odczytuje tekst, którego znaki alfabetu i cyfry zostają zamienione na punkty alfabetu Braille'a odczytywane dotykiem palców z mechanicznego przetwornika. Cała linia zawiera 40 znaków; po przeczytaniu jednej linii odtwarzana jest następna. Drugim modelem jest termometr mówiący, którego odczyt z dokładnością do dziesiątych stopnia jest podawany syntetycznym głosem. Opracowane już są termometry z odczytem w języku niemieckim, angielskim, francuskim, japońskim i arabskim. Trzecie opracowanie to elektroniczny kalkulator z 47 funkcjami, którego dane są tłumaczone na pismo Braille'a, lub dla słabo widzących, podane na wyświetlaczu indywidualnie ustawianym. Znaki świecące mają wysokość 2 cm.
Jako najnowsze opracowanie demonstrowane na ubiegłorocznych Targach w Hanowerze, należy wymienić czytnik z pismem Braille'a, który dołączony do telewizora umożliwia niewidomym korzystanie z gazety telewizyjnej (Bildschirmtext).

■ **Firma Telectron w Irlandii** we współpracy z CIT-Alcatel i LM Ericson opracowała radiotelefoniczny system DEFT, za pomocą którego osiedla lub małe wsie mogą być przyłączone do telefonicznej sieci miejskiej, umożliwiając dołączenie ośmiu abonentów i jednego teleksu. Jednocześnie może rozmawiać jeden abonent oraz można przesyłać sygnały teleksowe. System jest wyposażony w mikrokomputer, który spełnia następujące funkcje: włącza w kolejności zgłoszeń abonentów, dając po skończeniu rozmowy odpowiedni sygnał, daje pierwszeństwo w wywołaniu policji, pogotowia itp., ogranicza poszczególne rozmowy do ustalonego czasu, np. 3–4 minut, dając 10 sekund przed upływem czasu sygnał ostrzegawczy, umożliwia prowadzenie niezależnych rozmów lokalnych, przy czym jeśli w tym czasie abonent z centrali miejskiej pragnie połączyć się abonentem centrali wiejskiej, ten ostatni otrzymuje odpowiedni sygnał.

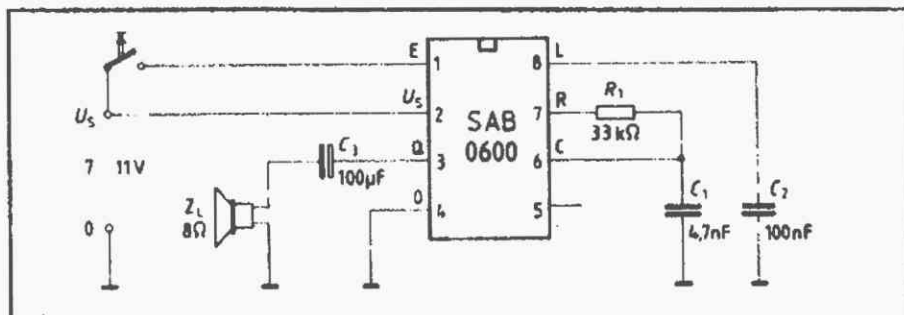
■ **Do realizacji programów reportażowych i nowości** reklamuje się ostatnio na sympozjach i wystawach magnetowidy kasetowe z taśmą 1/4 cala (normalna szerokość taśm magnetofonowych). Propozycje te są lansowane przez japońskie firmy Funai, Nippon TV i inne. Jakkolwiek magnetowidy te nie osiągają jakości magnetowidów studyjnych, to jednak jakość zapisu i odtwarzania jest lepsza niż filmów „super 8".

■ **Magnetowidy** znajdują coraz więcej nabywców. W RFN sprzedano w 1980 r. 400 tys. sztuk, zaś na rok 1981 zaplanowano sprzedaż ok. 600 tys. szt. Cena jednego magnetowidu ok. 2000 DM.

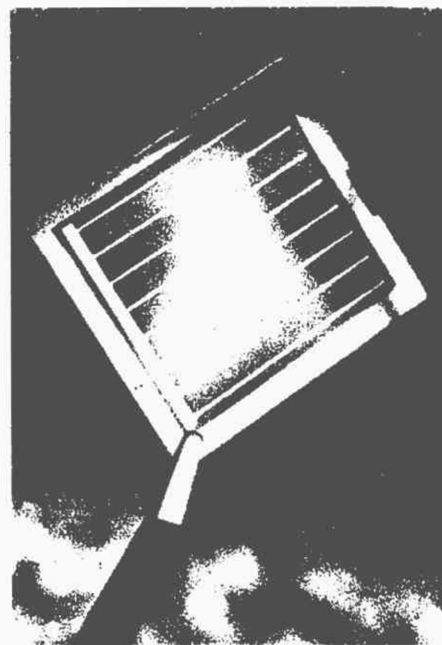
■ **Do elektronicznego układu zapłonu** do silników benzynowych f-ma AEG-Telefunken opracowała nowy tranzystor BUV 30. Jest to monolityczny tranzystor typu Darlington, wytrzymały na wysokie temperatury. Napięcie 400 V, prąd kolektora 8 A, wzmocnienie prądowe 350...2400.

■ **W ramach prac rozwojowych** Amerykańska Agencja Projektów Badawczych dla obrony kraju (DARPA) opracowuje układy scalone na bazie arsenku galu (GaAs), które odznaczają się małym poborem mocy oraz dużą odpornością na promieniowanie jonizujące. Opracowano również tranzystory na ultrawielkie częstotliwości. Obecne prototypy pracują już w paśmie 30 GHz; przewiduje się uzyskanie częstotliwości pracy 500 GHz.

■ **Układ scalony SAB 0600 (Siemens)** opracowano dla 3-tonowego elektrycznego gongu. Układ składa się z oscylatora 12,3 kHz oraz z dzielników częstotliwości, dających na wyjściu tony 660, 550 i 440 Hz. Układ zawiera wzmacniacz sterujący głośnik 8 Ω. Zasilanie napięciem 7...11 V, pobór spoczynkowy prądu wynosi tylko 1 mA. Gong może być wykorzystany nie tylko w miejsce dzwonka u drzwi wejściowych, ale również w budziku elektrycznym, w zabawkach, dźwigach oraz do sygnalizacji samochodowej.



■ **W poszukiwaniu taniej energii elektrycznej** myśli się o przetwarzaniu energii słonecznej za pomocą ogniw słonecznych. Dotychczas wykonywane ogniwa na bazie wielokrystalicznego krzemu są jednak drogie, a koszt ich wynosi 50 dol. na 1 W uzyskanej mocy elektrycznej. W laboratoriach firmy Siemens opracowano ogniwo na bazie krzemu bezpostaciowego, z którego daje się wykonać warstwę krzemu o grubości 1 µm. Wprawdzie sprawność takich ogniw wynosi na razie 5...6%, ale koszt wykonania osiąga wartość 0,5 dol. na 1 W mocy elektrycznej. Ogniwo takie (fot. niżej) zademonstrowano na Targach w Hanowerze.



■ **Produkcję magnetowidów** do celów „domowych", w dużych ilościach planują europejskie firmy wspólnie z japońską Victor Comp. of Japan (JVC). Mają być wybudowane 3 fabryki w W. Brytanii (Thorn-EMI), we Francji (Thomson Brandt) oraz w Berlinie Zach. (Telefunken). Rozpoczęcie produkcji planuje się już w 1982 r. Jednocześnie firmy Mitsubishi El. i Telefunken zawarły porozumienie dotyczące opracowań i produkcji magnetofonów opartych na technice cyfrowej, stereofonicznych i wielośladowych, przeznaczonych do zastosowań profesjonalnych.

Wzmacniacz tranzystorowy o mocy 150 W

MARIAN ZIĘBORAK

Poniżej opisany wzmacniacz zaprojektowano i skonstruowano z przeznaczeniem dla muzycznego zespołu estradowego.

Dane techniczne

Moc wyjściowa przy obciążeniu 4 Ω:	150 W
Impedancja obciążenia:	4...16 Ω
Pasmo przepustowe:	10...25 000 Hz
Odstęp od poziomu szumów:	80 dB
Impedancja wejściowa:	100 kΩ
Znamionowe napięcie wejściowe:	200 mV.

Dostępne w kraju tranzystory mocy, z powodu zbyt małej wartości dopuszczalnego napięcia między kolektorem a emiterem lub z powodu zbyt małej wartości dopuszczalnej mocy strat, nie nadają się do konstruowania klasycznych wzmacniaczy o mocy większej niż 80 W. Z tego powodu autor artykułu zdecydował się na skonstruowanie wzmacniacza w układzie mostkowym. Moc wyjściowa wzmacniacza wynosi 150 W, lecz po niewielkich zmianach może być zwiększona do 200 W. Na rysunku 1 przedstawiono schemat blokowy wzmacniacza.

Układ wejściowy przekształca sygnał wejściowy w dwa sygnały o przeciwnych fazach i jednakowej amplitudzie. Sygnały te sterują dwa identyczne wzmacniacze mocy, do wyjść których dołączono zespół (zespoły) głośnikowy.

Stopień wejściowy z tranzystorem T1 (rys. 2) ogranicza amplitudę sygnału wejściowego w razie zbyt dużego przegrzania radiatorów tranzystorów mocy, zaś układ z tranzystorem T2 pełni funkcję separatora o niewielkiej impedancji wyjściowej, sterującego odwracacz fazy z tranzystorami T3 i T4. Ponieważ napięcia na wyjściach A i B powinny być równe co do wartości amplitudy, należy zapewnić doskonałą symetrię układu i duże tłumienie między wyjściami wzmacniacza różnicowego pełniącego funkcję odwracacza fazy. Dlatego rezystory R11 i R12 powinny być sobie równe (tolerancja 0,1...0,2%). Impedancje wejściowe wzmacniaczy mocy sterowanych z wyjść A i B powinny mieć jednakową wartość, a tranzystory T3 i T4 powinny być parowane. Poza tym suma prądów emiterów tych tranzystorów powinna być w warunkach dynamicznych stała, a impedancja wyjściowa stopnia sterującego wzmacniacz różnicowy powinna mieć wystarczająco małą wartość.

W celu ograniczenia wzmocnienia odwracacza fazy oraz polepszenia innych jego parametrów wprowadzono ujemne sprzężenie zwrotne, powstające dzięki zastosowaniu rezystorów R13 i R14 włączonych w obwody emiterów tranzystorów T3 i T4. Rezystory te powinny być sobie równe (różnica rezystancji 0,1...0,2%).

Schemat wzmacniacza mocy (jednej gałęzi mostka) przedstawiono na rys. 3. Stopniem wejściowym jest klasyczny wzmacniacz różnicowy z tranzystorami T6 i T7 oraz źródłem prądowym w emiterach (T10), którego obciążenie stanowią tranzystory T8 i T9.

Wartości rezystorów R24 i R25 stanowiących obwód sprzężenia zwrotnego powinny się różnić nie więcej niż o 0,1...0,2%.

Aby zapewnić równość impedancji wejściowych obu wzmacniaczy tworzących gałęzie mostka, należy jako rezystancje R20 zastosować rezystory o tolerancji 1% lub lepszej.

Z kolektora tranzystora T6 jest sterowany tranzystor T11, którego obciążeniem jest tranzystor T12 w układzie źródła prądowego. Jest to rozwiązanie podobne w działaniu do popularnego układu „bootstrap", lecz zapewniające lepszą pracę układu w zakresie najmniejszych częstotliwości.

Z kolektora tranzystora T11 są sterowane zestawy n-p-n i p-n-p utworzone z tranzystorów T17 i T19 oraz T18 i T20. Sterują one wyjściowe tranzystory mocy.

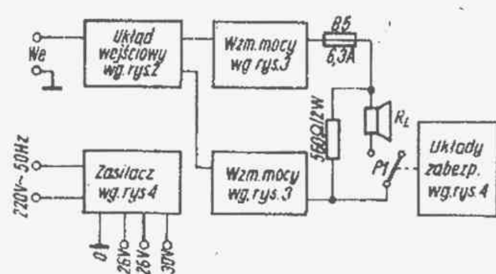
W każdej z dwu części układu zastosowano trzy tranzystory typu 2N3055 połączone równolegle (T21...T23 i T24...T26).

Z analizy wzmacniacza mostkowego o mocy P wydzielanej na impedancji obciążenia R wynika, że jedna jego gałąź jest wzmacniaczem o wydajności napięciowej jak dla mocy równej 0,25 P, lecz o wydajności prądowej jak dla mocy P, tzn. w naszym przypadku 150 W na 4 Ω.

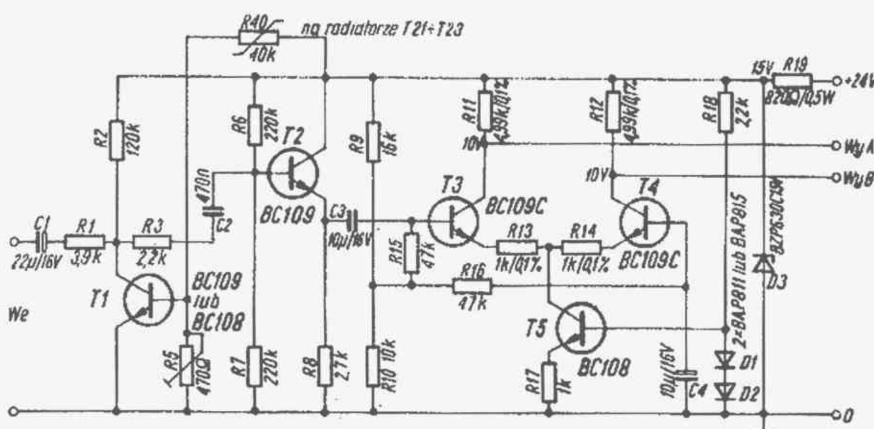
Wartość amplitudy natężenia prądu wynosi więc około 8,5 A. Tak wielka wartość prądu spowodowała konieczność zastosowania w stopniu wyjściowym sześciu tranzystorów mocy (po trzy tranzystory połączone równolegle) z rezystorami R41...R46 w emiterach, które wpływają na wyrównanie wartości prądów płynących przez te tranzystory. Ponieważ wzmacniacz pracuje przy napięciu zasilania zbliżonym do maksymalnej dopuszczalnej wartości napięcia kolektor-emiter tranzystorów mocy, zastosowanie więc sześciu tranzystorów mocy wpływa na obniżenie ich temperatury i zwiększenie niezawodności pracy wzmacniacza.

Dla zwiększenia odporności tranzystorów mocy na przebicie zastosowano rezystory R39 i R40 o małej wartości.

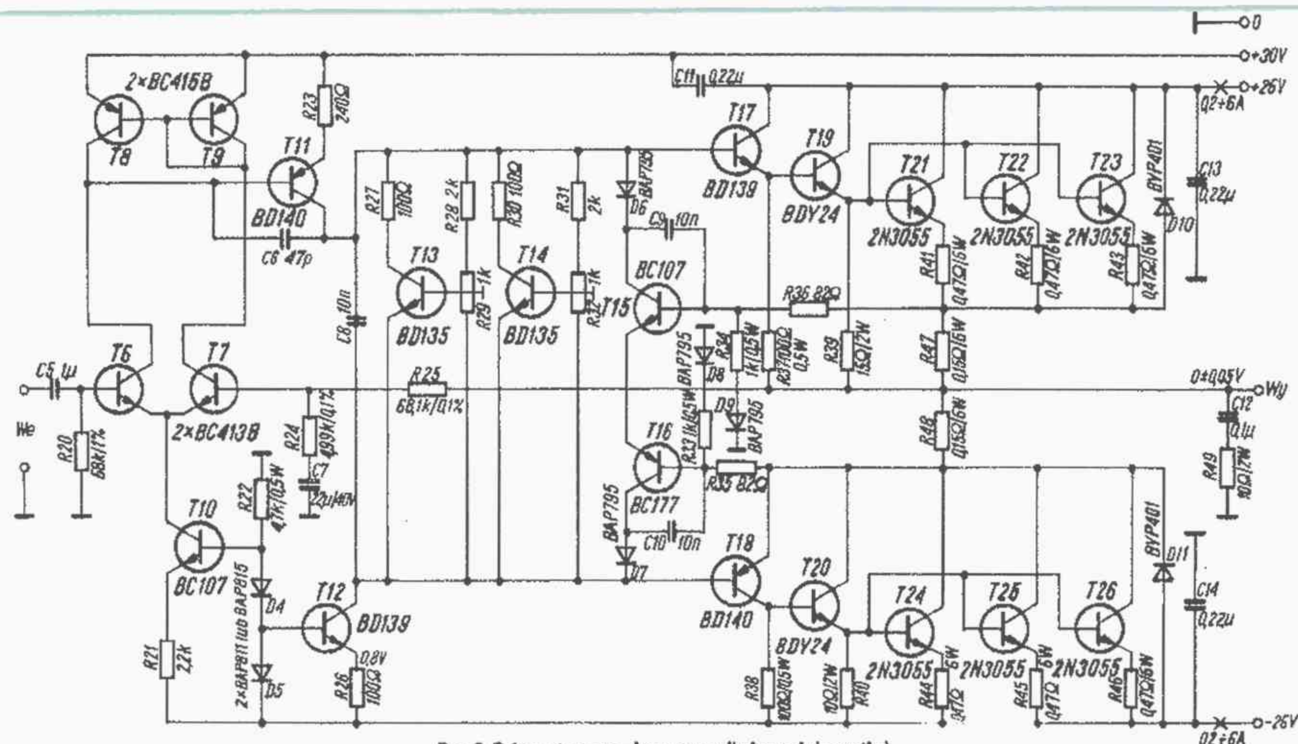
Układ zabezpieczający przed skutkami zwarcia wyjścia wzmacniacza, skonstruowany przy zastosowaniu tranzystorów T15 i T16, kontroluje prądy w każdej gałęzi układu, płynące przez rezystory R47 i R48.



Rys. 1.
Schemat blokowy wzmacniacza o mocy 150 W



Rys. 2.
Schemat układu wejściowego wzmacniacza mostkowego



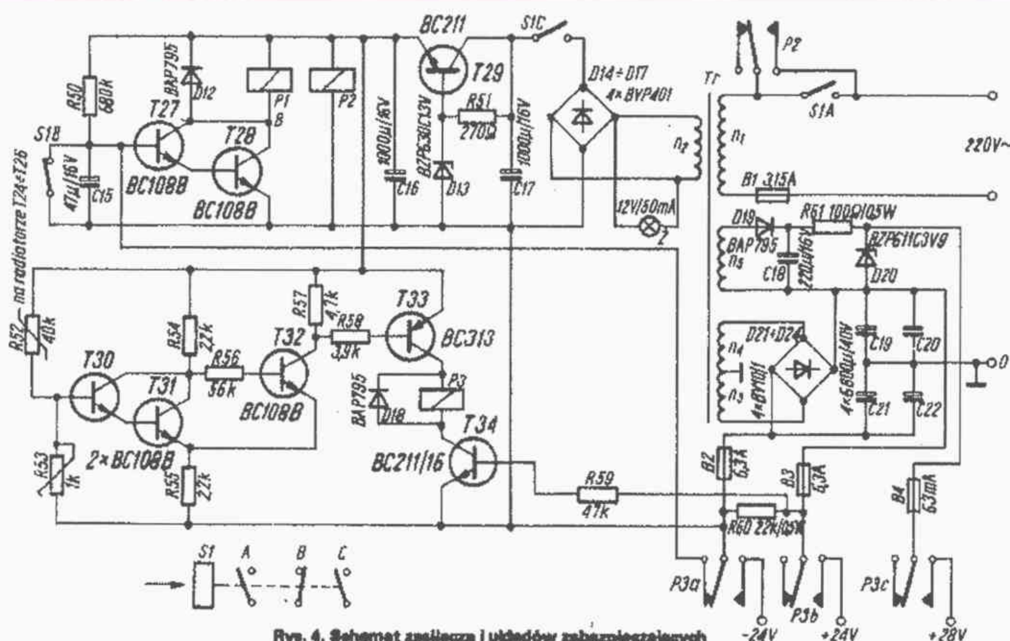
Rys. 3. Schemat wzmacniacza mocy (jedna gałąź mostka)

Z zasady działania wzmacniacza mostkowego wiadomo, że dla mocy 150 W na impedancji obciążenia 4 Ω należy w każdej jego gałęzi (rys. 3) uzyskać napięcie wyjściowe o amplitudzie 17,5 V. Można to osiągnąć zasilając wzmacniacz napięciem ±24 V, wówczas jednak stopnie wejściowe należy zasilać napięciem +28 V, −24 V.

We wzmacniaczu zastosowano układy opóźnionego włączania obciążenia i automatycznego odłączania zasilania (rys. 4), których działanie jest następujące: po włączeniu zasilania wyłącznikiem S1 przekaźnik P2 zwiera swymi zestykami sekcję A wyłącznika S1, przekaźnik P3 przyłącza zasilanie do wzmacniacza, a układ pomocniczy z tranzystorami T27, T28 i przekaźnikiem P1, po czasie t1 ≈ 5 s (określonym przez układ R50, C15), przyłącza obciążenie do wyjścia wzmacniacza (patrz rys. 1). Po wyłączeniu wyłącznika S1 baza tranzystora T27 zostaje połączona z jego emiterem (zestyk S1 B) i przekaźnik P1 odłącza natychmiast obciążenie od wyjścia wzmacniacza. Zasilacz główny pracuje jednak nadal, gdyż transformator jest zasilany z sieci przez zestyki przekaźnika P2, który wyłączy zasilanie dopiero po czasie t2 ≈ 0,5 s, określonym pojemnością kondensatora C16 i rezystancjami uzwojeń przekaźników P2 i P3.

Taka kolejność czynności zabezpiecza wzmacniacz i głośniki przed ewentualnym wzbudzaniem się podczas narastania napięcia na zasilaczu (stany nieustalone) oraz przed pojawieniem się przykrych stuków i trzasków w głośnikach.

Działanie układu pomocniczego z tranzystora T30...T33 współpracującego z przekaźnikiem P3 jest następujące. Tranzystor T30 mierzący napięcie na rezystorze R53 steruje przerzutnik Schmitta z tranzystorami T31...T32. Jeśli temperatura radiatorów, na których zamontowano termistor R52 jest niższa od dopuszczalnej, wówczas napięcie na rezystorze R53 jest niższe od progowego i tranzystor T33 włącza



Rys. 4. Schemat zasilacza i układów zabezpieczających

przekaźnik P3, który dołącza napięcia zasilające do wzmacniacza. Jeśli temperatura radiatorów wzrośnie nadmiernie, to napięcia zasilające zostaną odłączone. Jednocześnie zestyk P3a zwiera bazę tranzystora T27, co powoduje, że przekaźnik P1 odłącza obciążenie od wyjścia wzmacniacza. Próg działania ww układu, a więc temperaturę przy której wzmacniacz zostaje wyłączony, można ustalić rezystorem nastawnym R63.

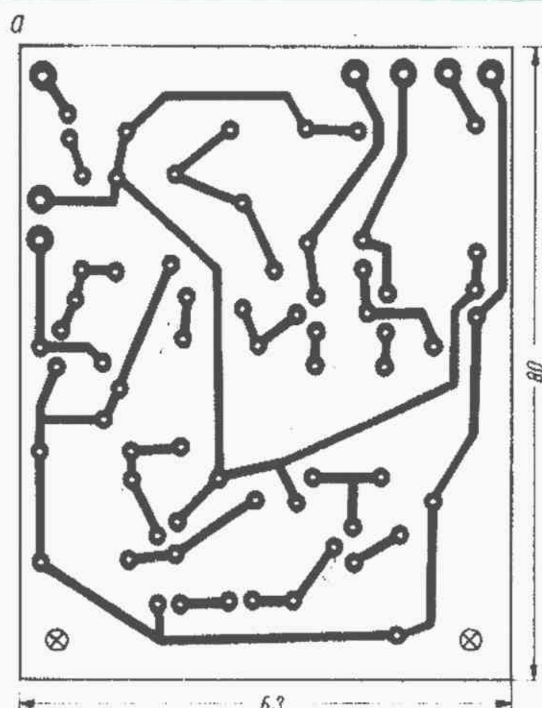
Ponieważ może się zdarzyć, że tylko jeden z dwóch bezpieczników (B2 lub B3) ulegnie stopieniu, co jest groźne w skutkach zarówno dla wzmacniacza jak i dla głośników, zastosowano bezpiecznik topikowy B5 na wyjściu wzmacniacza. Oprócz tego można zastosować układ automatyki z tranzystorem T34, którego działanie jest następujące: w razie stopienia się tylko bezpiecznika B2 tranzystor T34 zostaje zatkany wskutek braku napięcia polaryzacji bazy, co powoduje wyłączenie przekaźnika P3 i odłączenie napięć zasilających od wzmacniacza. W przypadku stopienia się tylko bezpiecznika B3 tranzystor T34 zostanie również zatkany i przekaźnik P3 zadziała podobnie jak poprzednio. Jednoczesne stopienie się bezpieczników B2 i B3 (co jest mało prawdopodobne) również powoduje przejście przekaźnika P3 w stan spoczynkowy.

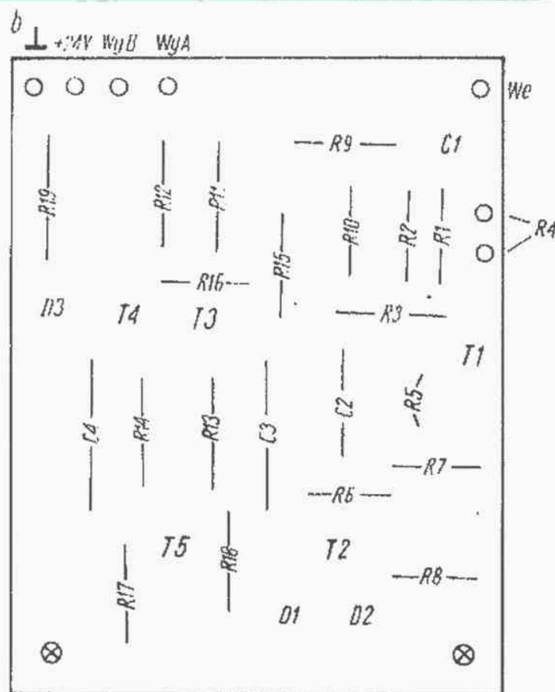
Układ ten nie był zastosowany we wzmacniaczu modelowym, lecz wydaje się, że jego użycie w wzmacniaczu o tak wielkiej mocy jest wskazane.

OPIS KONSTRUKCJI

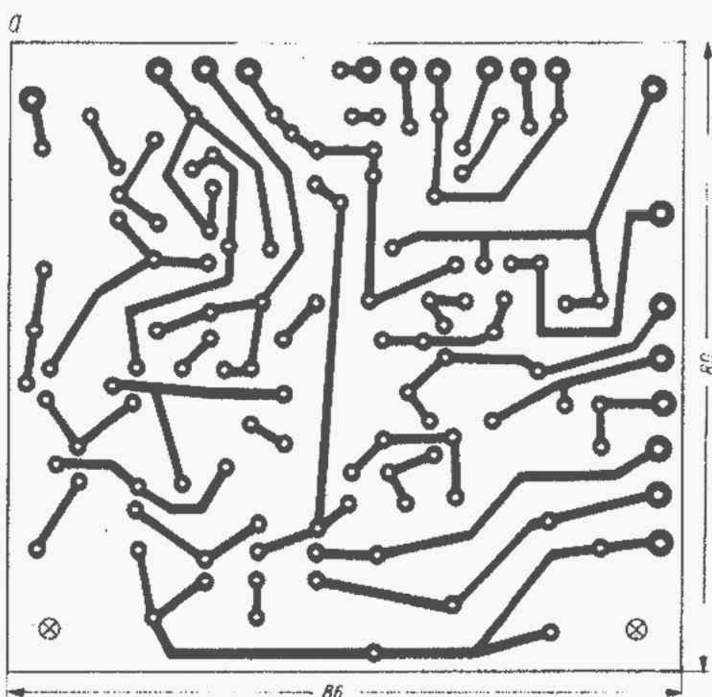
Układ wejściowy należy wykonać na płytce montażowej przedstawionej na rysunku 5.

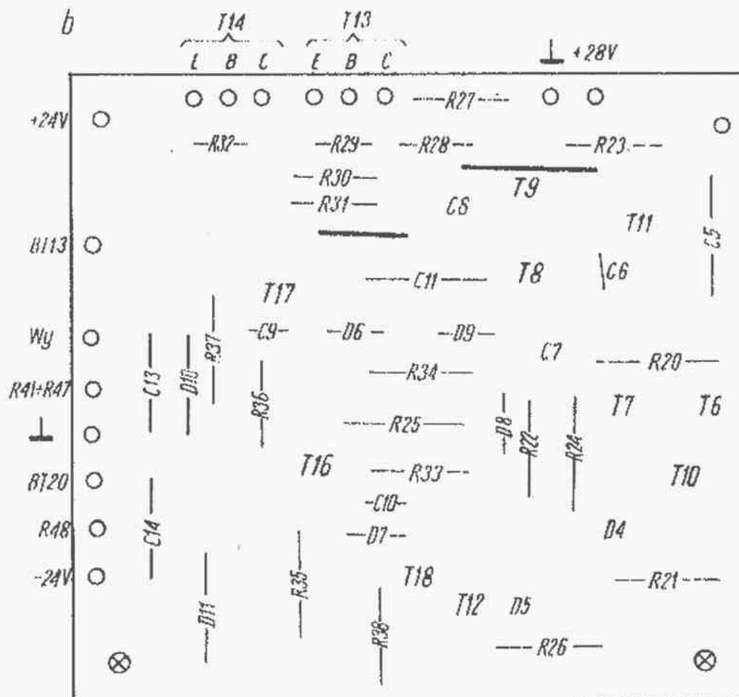
Wzmacniacze mocy z rys. 3, stanowiące gałęzie mostka, należy wykonać na dwóch osobnych płytkach wykonanych wg rys. 6.





Rys. 5. Płytka montażowa układu wejściowego: a – widok od strony ścieżek; b – rozmieszczenie elementów





Rys. 6. Płytka montażowa wzmacniacza mocy: a – widok od strony ścieżek; b – rozmieszczenie elementów

Układy zabezpieczające i pomocnicze należy wykonać na płytkach zaprojektowanych samodzielnie, dostosowanych do posiadanych przekaźników. We wzmacniaczu modelowym użyto przekaźników na napięcie pracy 12 V o rezystancji uzwojeń około 240 Ω, produkcji NRD.

Tranzystory T21...T26 powinny mieć mało różniące się wartości współczynnika wzmocnienia prądowego. Należy je zmontować na czterech radiatorach o rezystancji termicznej Rth < 2,5 C/W (na jednym radiatorze tranzystory T21...T23, na drugim T24...T26, na dwóch pozostałych – tranzystory mocy drugiej gałęzi mostka).

We wzmacniaczu modelowym użyto czterech odcinków profilu aluminiowego zbliżonego wymiarami do profilu oznaczonego jako P5 w artykule mgr inż. M. Feszczuka, opublikowanym w nrze 7–8/79. Długość tych radiatorów wynosiła 130 mm. Tranzystory zmontowano na nich z użyciem pasty silikonowej, bez podkładek izolacyjnych. Tranzystory T19...T20 należy wyposażyć w radiatory o Rth ≤ 10 C/W (może to być np. blacha miedziana lub aluminiowa o powierzchni około 50 cm^2). Diody zasilacza głównego należy umieścić na radiatorach typu „profil żebrowany".

Tranzystory: T3–T4, T6–T7, T8–T9, T17–T18, T19–T20 powinny być dobrane parami.

Pierwotnym zamierzeniem autora było zbudowanie wzmacniacza o mocy wyjściowej 200 W, więc układ zaprojektowano w zasadzie na taką moc. Ponieważ autorowi nie udało się zdobyć transformatora o mocy 300...350 VA, wzmacniacz osiągnął ostatecznie moc wyjściową 150 W przy zasilaniu ±24 V, 6 A. W zasilaczu zastosowano transformator o mocy 250 VA, składany z wykrojów EI.

Na pierwszym radiatorze pierwszej gałęzi mostka należy zmontować tranzystor T13, na drugim – termistor R40 i tranzystor T14, zaś na pierwszym radiatorze drugiej gałęzi mostka – tranzystor T13, na drugim zaś termistor R52 i tranzystor T14.

W razie trudności w nabyciu bezpieczników 6,3 A można je wykonać wlutowując do starej oprawki (rurki) bezpiecznikowej drut miedziany o średnicy 0,16...0,17 mm.

URUCHOMIENIE

W pierwszej kolejności należy uruchomić zasilacz. Odłączając wszystkie układy należy zmierzyć napięcia zasilacza głównego obciążonego prądem 0,5 A, które powinny zawierać się w granicach ±32...33 V. Napięcie pomocnicze do zasilania stopni wstępnych powinno być wyższe o około 4 V.

Następnie należy sprawdzić zasilacz główny obciążając go prądem 6 A i mierząc napięcia, które nie powinny być niższe niż ±24 V. Pomiar ten można przeprowadzić osobno dla napięcia ujemnego i dodatniego, obciążając je kolejno rezystorem 4 Ω/15 W na czas nie dłuższy niż 1...2 s, bądź też metodą pośrednią, mierząc rezystancję wewnętrzną zasilacza dla prądu np. 1 A i 2 A oraz obliczając napięcia dla obciążenia 6 A.

Kolejną czynnością będzie dołączenie do zasilacza układów zabezpieczających i sprawdzenie ich działania.

Układ z tranzystorami T27...T28 powinien włączać i wyłączać przekaźniki P1 i P2 wg wcześniej podanego opisu działania.

Układ z tranzystorami T30...T33 należy sprawdzić następująco: rezystor R53 ustawić na maksymalną wartość, zamiast termistora R52 dołączyć rezystor nastawny o wartości 2,5 kΩ i za jego pomocą regulować napięcie doprowadzone do bazy tranzystora T30; przy napięciu równym około 6 V powinien nastąpić przerzut układu i wyłączenie przekaźnika P3. Podobny efekt powinien wystąpić przy wykręceniu bezpiecznika B2 lub B3.

Po sprawdzeniu układów zabezpieczających należy dołączyć termistor R52 wg schematu na rys. 4, zaś rezystor R53 zewrzeć (ustawić na zero). Następnie należy dołączyć zasilanie do układu wejściowego (rys. 2) i sprawdzić wartości napięć w miejscach wskazanych na schemacie.

Wreszcie należy uruchomić wzmacniacz mocy – osobno każdą gałąź mostka. W tym celu należy ślizgacze rezystorów nastawnych R29 i R32 ustawić w górnym położeniu, przyłączyć zasilanie i za pomocą tych rezystorów wyregulować prąd pobierany przez wzmacniacz tak, aby jego wartość wynosiła 200...250 mA; spadki napięć na rezystorach R27 i R30 powinny mieć jednakową wartość.

W razie wzbudzania się wzmacniacza należy zwiększyć pojemność kondensatora C6 lub między bazy tranzystorów T17, T18 a wyjście wzmacniacza dołączyć kondensatory o pojemności 300...1000 pF.

Wskazane jest wypróbowanie każdego wzmacniacza oddzielnie, sterując go z generatora aż do uzyskania znamionowego napięcia wyjściowego o wartości 12 V na rezystancji obciążenia 4 Ω. Przebieg wyjściowy należy obserwować na oscyloskopie, analizując czy nie występuje wzbudzanie się wzmacniacza. Zjawisko takie wystąpiło początkowo we wzmacniaczu modelowym wskutek niewmontowania kondensatorów C13 i C14; częstotliwość oscylacji była bardzo wielka (megaherce).

Podobnie należy uruchomić i sprawdzić drugi wzmacniacz, a następnie zestawić całość zgodnie ze schematem przedstawionym na rys. 1 i przeprowadzić próby ostateczne.

Gdy wzmacniacz pracuje poprawnie, wówczas należy wyregulować układy zabezpieczeń temperaturowych. Najpierw należy ustawić „na zero" (zewrzeć) rezystor nastawny R5 (rys. 2). Następnie należy wysterować wzmacniacz do maksymalnej mocy i po czasie 5 min doprowadzić za pomocą rezystora nastawnego R53, do wyłączenia przekaźnika P3. Po zmierzeniu wartości rezystora R53 należy go ustawić na wartość o około 30% mniejszą. Ostatnią czynnością jest takie ustawienie rezystora R5, aby układ z tranzystorem T1 powodował zmniejszenie mocy wyjściowej zanim zadziała układ zabezpieczający z przekaźnikiem P3.

Wprawdzie regulacja zabezpieczeń temperaturowych powinna być oparta na pomiarze temperatury tranzystorów mocy (lub radiatorów), lecz w praktyce jest to kłopotliwe. Podany powyżej sposób regulacji, przy założeniu że zastosowano radiatory takie jak we wzmacniaczu modelowym, jest wystarczający.

* * *

W rozwiązaniu modelowym jako rezystory R11...R14 oraz R24...R25 zastosowano rezystory o tolerancji 0,2% i 0,5%. Należy podkreślić, że nie bezwzględne wartości tych rezystorów są szczególnie ważne, lecz to, aby ich wartości różniły się między sobą minimalnie. Odnosi się to również do rezystorów R20. Należy dążyć, o ile to możliwe, do stosowania rezystorów o wartościach zbliżonych do podanych na schemacie. Niezachowanie warunku równości rezystorów w poszczególnych gałęziach mostka prowadzi do asymetrii mostka i wzrostu zniekształceń nieliniowych.

Wzmacniacz modelowy o mocy 150 W przy zasilaniu ±24 V i prądzie 6 A osiągnął sprawność energetyczną 50%. Powodem względnie małej sprawności jest stosowanie niskiego napięcia zasilania, a więc występowanie dużych prądów, a tym samym dużych strat mocy, co zmusza do zapewnienia dobrego chłodzenia tranzystorów mocy. Z takim stanem rzeczy trzeba się pogodzić, chcąc skonstruować wzmacniacz o wielkiej mocy przy użyciu tranzystorów o względnie małej dopuszczalnej wartości napięcia kolektor-emiter.

Jak już wspomniano, opisany wzmacniacz był projektowany na moc 200 W. Można to osiągnąć w zasadzie bez zmian w układzie, zwiększając jedynie moc transformatora zasilającego do 300...350 VA i podwyższając napięcia zasilacza głównego, które przy obciążeniu prądem 7 A nie powinny być niższe niż ±26 V.

Zamiast zestawów złożonych z tranzystorów T17 i T19 oraz T18 i T20 można zastosować krajowe tranzystory typu BDP285 i BDP286 z odpowiednimi radiatorami.

Na diodach BAP811 (BAP815) powstaje spadek napięcia o wartości 1,3...1,5 V.

Zamiast tych diod mogą być stosowane inne o zbliżonych własnościach.
Należy wspomnieć, że wyżej opisany wzmacniacz można wykorzystać (bez układu wejściowego z rys. 2) jako wzmacniacz stereofoniczny, do którego mogą być przyłączone zespoły głośnikowe o impedancji 2...4 Ω.

Opisany wzmacniacz spełnił oczekiwania autora, pracując nienagannie przez okres dwóch lat.

WYKAZ NIEKTÓRYCH ELEMENTÓW

Transformator o mocy 150 VA
– przekrój rdzenia – 16 cm²
– okno – 20 cm²
– uzwojenia: n1 = 520 zw. DNE, Ø 0,8 mm; n2 = 30 zw. DNE, Ø 0,4 mm; n3 = n4 = 56 zw. DNE, Ø 2,0 mm; n5 = 14 zw. DNE, Ø 0,2 mm.

Przekaźniki: P1, P2, P3 – typ 113S12, prod. NRD (napięcie pracy 12 V, rezystancja uzwojeń około 240 Ω, trzy pary zestyków o obciążalności 10 A) lub podobne

Bezpieczniki: B1...B3 – 15 A; B2, B3, B5 – 6,3 A; B4 – 63 mA.
Termistory R4, R52 – 39 kΩ perełkowe lub inne miniaturowe.

LITERATURA

[1] Golde W.: Wzmacniacze tranzystorowe. WNT, Warszawa 1975
[2] Feszczuk M.: Radiatory. „Re" nr 7–8/79
[3] Feszczuk M.: Układy stabilizacji termicznej. „Re" nr 12/79
[4] Proszyński K.: Wzmacniacz o mocy 80 W. „Re" nr 9/79

System Dolby C

Firma Dolby Laboratories długo zwlekała z przedstawieniem propozycji nowego systemu redukcji szumów. Jest zrozumiałe, że taki sukces, jaki został odniesiony w odniesieniu do systemu Dolby-B, wielce zobowiązuje i nie można wystąpić „z byle czym". Drugą przyczyną zwłoki było podstawowe założenie autora systemu: ma to być system przeznaczony do bardzo szerokiego (wręcz powszechnego) zastosowania w magnetofonach z kasetami standardowymi i minikasetami.
Postęp w zakresie urządzeń elektroakustycznych i rozpowszechnienie się sprzętu wysokiej jakości (Hi-Fi, Top Hi-Fi), a szczególnie znakomitych wzmacniaczy i dobrych zespołów głośnikowych doprowadziły do wniosku, że dłużej czekać nie można i należy zaryzykować zaproponowanie nowego systemu o lepszych parametrach. Jest nim system Dolby-C, który zwiększa odstęp od szumów o 20 dB (w przypadku systemu Dolby-B zysk ten wynosi średnio 10 dB).
Nowy system cechuje daleko idąca rozumna kompromisowość wynikająca tak z podanego wyżej założenia podstawowego, jak i z wielkiego doświadczenia Dolby Laboratories w tej dziedzinie.
Idea układowa nowego systemu może być porównana do szeregowo połączonych ze sobą dwóch układów systemu Dolby-B, tak wyregulowanych, że jeden z tych układów reaguje na przebiegi wejściowe (sygnał) o niższym poziomie, a drugi – o wyższym, mniej więcej takim, jak przy klasycznym systemie Dolby-B. Jest oczywiste, że przy dostatecznie wielkich amplitudach przebiegu wejściowego działają oba układy i zakres dynamiczny kompresji i ekspansji jest podwójny.
System Dolby-C ma następujące zasadnicze cechy:
– magnetofony kasetowe wyposażone w ten system będą mogły odtwarzać również kasety zapisane przy zastosowaniu systemu Dolby-B;
– parametry systemu są dostosowane do wszelkich typów taśm;
– system jest względnie mało czuły na błędy użytkownika (zużyte lub zanieczyszczone głowice, przesterowanie taśmy przy zapisie itp.);
– znikomo mały efekt modulacji szumu, występujący w wielu systemach kompandorowych o bardzo wielkiej wartości tłumienia szumów;
– optymalne wykorzystanie „użytecznego zakresu roboczego" magnetofonów kasetowych (chodzi tu o optymalizację efektu w świetle wielu współzależnych ograniczeń technicznych magnetofonów kasetowych i samochodowych odtwarzaczy kaset);
– przewidziane jest zrealizowanie całego układu w postaci jednego scalonego układu półprzewodnikowego;
– założony koszt systemu nie powinien wynosić więcej niż 2,5 kosztu systemu Dolby-B.
Kilkudziesięciu producentów magnetofonów kasetowych zgłosiło gotowość zakupu licencji na system Dolby-C. Wydaje się więc, że odniesie on ponownie sukces. Pokażą to najbliższe lata. *A.W.*

Opracowano na podstawie artykułu J. Hull'a w „Funkschau" nr 15/1981.

Reduktor szumów Super-D

W naszym miesięczniku poświęciliśmy ostatnio sporo miejsca różnego rodzaju ogranicznikom szumów i systemom kompandorowym. Niektóre z nich, jak np. Dolby-B zrobiły karierę światową i stały się w pełni tego słowa znaczeniu standardowymi. Ostatnio powstają rozwiązania, które prawdopodobnie nie rozpowszechnią się tak szeroko, jednak zasługują na uwagę ze względu na uzyskiwane znakomite parametry. Rynkiem dla tego rodzaju urządzeń są zamożniejsi wielbiciele techniki Hi-Fi, gromadzący własne taśmoteki i kasetoteki. Jako przykład takiego urządzenia może posłużyć „przystawka" firmy Fisher NR 500 systemu SUPER-D. Zapewnia ona przy zapisie taśmy i późniejszym jej odczytywaniu zmniejszenie szumów o 40 dB! W przypadku zastosowania „przystawki" Super-D do współpracy z wysokiej klasy magnetofonem szpulowym jest możliwe uzyskanie dynamiki do 100 dB, taki jest bowiem odstęp poziomu maksymalnego sygnału od poziomu szumów przy transmisji sygnału poprzez magnetofon.
Kompresja zapisywanego sygnału przebiega odrębnie w dwóch zakresach przy częstotliwości podziału około 4,8 kHz. Częstotliwości większe od częstotliwości podziału są silnie uwypuklone przy zapisie, jeszcze przed kompresją. Sama kompresja sygnału zapisywanego oraz przejście sygnału odczytywanego z taśmy przez ekspander dają ponowny zysk w odstępie od szumów, co łącznie daje tak wielkie stłumienie szumów zapisu magnetofonowego. Oczywiście szumy źródła sygnału będą traktowane jako sygnał użyteczny i urządzenie nie spowoduje ich stłumienia. Do takiej funkcji służą układ typu DNL i inne podobne.
Ograniczona celowość zastosowania urządzenia Super-D wynika właśnie z braku źródeł sygnału o odpowiedniej jakości. Źródłem takim mogą być nowe płyty zapisywane „wprost z mikrofonu" bez pośrednictwa konwencjonalnych magnetofonów wielościeżkowych stosowanych w technice fonograficznej oraz płyty najlepszych wytwórni wykonywane przy użyciu cyfrowego zapisu magnetycznego. W przyszłości można liczyć na płyty i taśmy z zapisem cyfrowym.
Postęp w dziedzinie stłumienia szumów jest interesującym przykładem głębokiego wpływu nowoczesnych układów elektronicznych na parametry jakościowe przenoszenia sygnału przez tor elektryczny o względnie niskich parametrach. Ta funkcja układów elektronicznych nabiera jeszcze większych walorów przy przejściu na technikę cyfrową w zakresie zapisu i przesyłania sygnałów. A.W.

FLL – nowy system strojenia

BOGDAN PARTYKA, ANDRZEJ ZUBER

W ostatnich latach technika układowa odbiorników radiowych doczekała się błyskawicznego rozwoju. Jeszcze niedawno system PLL uważany był za rozwiązanie idealne w zakresie dostrojania częstotliwości i jej stabilizacji, gdy nagle pojawił się system FLL (Frequency Loocked Loop – Pętla Synchronizacji Częstotliwości) i z miejsca uzyskał miano technicznego szlagieru. Klasyczna zasada odbioru superheterodynowego to już historia w rozwoju elektroniki.

Większość prac mających na celu poprawę właściwości odbioru koncentruje się na zagadnieniach związanych z zapewnieniem wysokiej stabilności krótko- i długoterminowej oscylatora heterodyny, niezależnie od dryftu temperaturowego, starzenia się elementów i wahań napięcia zasilającego. System PLL zdawał się zaradzać tym problemom, jednak jak każdy układ pracujący z pętlą sprzężenia zwrotnego podatny jest na niestabilność. Niestabilność ta może objawiać się przez drgania fazy; częstotliwość oscylatora zmienia się wówczas tak, że tylko jej wartość średnia równa się wartości żądanej. Niedogodność ta eliminowana jest w odbiornikach z syntezą częstotliwości. W systemie tym sygnał oscylatora heterodyny porównywany jest ciągle z sygnałem oscylatora kwarcowego, co wpływa na wysoką stałość oscylatora heterodyny.

Niestety, także odbiorniki z syntezą częstotliwości mają wadę. Jest nią konieczność stosowania dużej liczby dzielników częstotliwości w celu dostrajania się do stacji w określonym rastrze. W systemie tym oscylator nie jest przestrajany w sposób ciągły tylko skokowo. Wynika stąd, że także częstotliwość nadajników musi być rozmieszczona według określonego rastru w widmie częstotliwości. Trudności te zmusiły konstruktorów do poszukiwania nowych rozwiązań. Tak zrodził się system FLL – system ciągłego przestrajania oscylatora heterodyny.

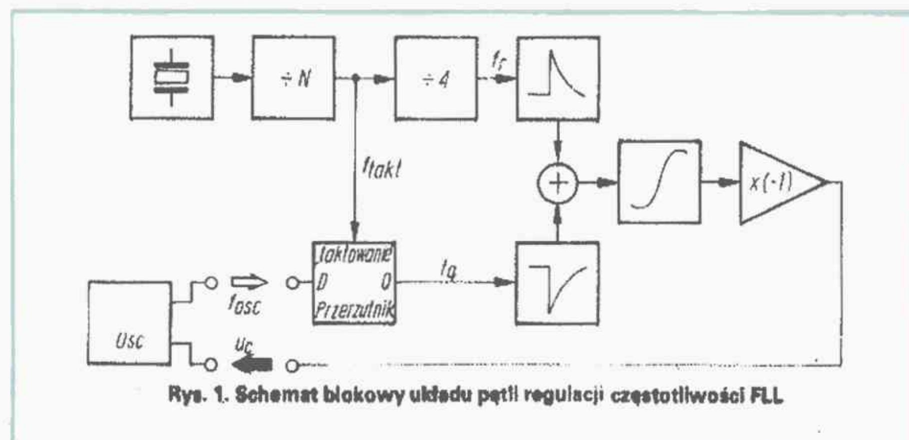
Zasadę działania systemu przedstawia schemat blokowy na rys. 1. Najistotniejszą częścią układu jest przerzutnik typu D pracujący tu jako mieszacz harmoniczny. Do wejść D i „taktowanie" przerzutnika jest doprowadzany sygnał oscylatora heterodyny F_{osc} oraz sygnał taktujący F_{takt} otrzymany z generatora kwarcowego. Wyjściowy sygnał przerzutnika jest wyrażony wzorem:

$$f_q = f_{osc} - k\, f_{takt}$$

dla q W 0,5 f_{takt} i k – dowolnej liczby całkowitej dodatniej.

Utrzymując wartość f_{takt} oraz q jako stałe, można zmieniać częstotliwość f_{osc} w funkcji liczby harmonicznej k.

Zastanówmy się dla przykładu, która wartość f_{osc} spełni powyższe równanie, gdy $f_q = 250$ Hz i $f_{takt} = 1000$ Hz. Dla $k = 1$ otrzymamy $f_{osc} = 1250$ Hz i 750 Hz, dla $k = 2$ f_{osc} wynosi 2250 Hz i 1750 Hz.



Rys. 1. Schemat blokowy układu pętli regulacji częstotliwości FLL

Dla liczby k będącej dowolną liczbą całkowitą dodatnią częstotliwość oscylatora f_{osc} przyjmuje następujące wartości: 750, 1250, 1750, 2250 Hz itd. Otrzymano więc raster stabilizowanych kwarcem częstotliwości, z którym można przeszukiwać pasmo.

Na odpowiedź oczekuje jeszcze pytanie, w jaki sposób można jednocześnie utrzymywać jako wartości stałe częstotliwość wejściową mieszacza f_{takt} i wyjściową f_q.

Z pierwszą nie ma żadnego problemu, otrzymuje się ją w wyniku dzielenia stałej częstotliwości oscylatora kwarcowego przez współczynnik N. Więcej natomiast trudności sprawia utrzymanie jako stałej wartości częstotliwości f_q. W tym właśnie procesie ukryty jest mechanizm zjawiska dostrajania i stabilizowania częstotliwości oscylatora heterodyny w systemie FLL. Częstotliwość f_q jest ciągle porównywana z częstotliwością odniesienia f_r. Oba sygnały zamieniane są na impulsy o przeciwnej polaryzacji, sumowane, uśredniane w integratorze, a wynik tych działań podawany jest na wzmacniacz operacyjny o wysokiej impedancji wejściowej. Z wyjścia wzmacniacza jest pobierany sygnał błędu u_c wykorzystywany do regulacji f_{osc}. Gdy f_q równa się dokładnie f_r, to średnia wartość napięcia na wyjściu sumatora równa się zero. Jeżeli z jakichś powodów (o których pisano na wstępie) f_{osc} wzrośnie, to wzrośnie także liczba ujemnych impulsów i po krótkim czasie zmniejszy się napięcie u_c, co w rezultacie spowoduje zmniejszanie się częstotliwości oscylatora, aż do chwili, gdy f_q znowu będzie równe f_r.

Z opisanego przebiegu regulacji wynika, że częstotliwość oscylatora jest równa z dokładnością kwarcu dowolnej częstotliwości rastru. Dowolnej, gdyż częstotliwość f_{takt} może być tak mała, że praktycznie f_{osc} może zmieniać się w sposób ciągły.

Na rys. 2 przedstawiono schemat ideowy systemu FLL. Układ okazuje się dużo prostszy w realizacji niż system PLL. Układ scalony US1 zawiera oscylator kwarcowy oraz czternastobitowy dzielnik częstotliwości. Zastosowano kwarc o częstotliwości około 4,5 MHz tylko z tego względu, że jako stosowany w telewizyjnych odbiornikach kolorowych systemu PAL był najtańszy z powszechnie dostępnych. Równie dobrze można stosować kwarce o częstotliwościach od 1 do 6 MHz, zmieni się tylko częstotliwość taktowania f_{takt}, a więc raster częstotliwości. W przedstawionym układzie raster wynosi około 70 Hz. Częstotliwość porównania ustalono na około 17 Hz.

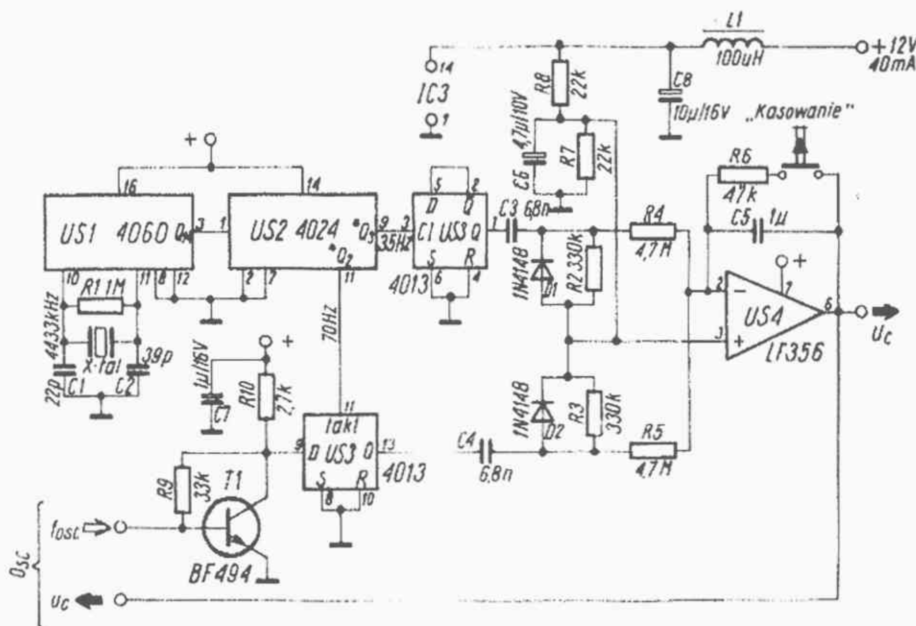
Wzmacniacz operacyjny spełnia jednocześnie funkcję integratora i wzmacniacza błędu ze schematu blokowego. Elementy R2 D1 oraz R3 D2 spełniają funkcję układów kształtujących impulsy. Tranzystor T1 wzmacnia sygnał oscylatora i zamienia go na przebieg prostokątny. Napięcie regulacyjne u_c jest pobierane z wyjścia wzmacniacza operacyjnego US4 i doprowadzane do diody pojemnościowej pracującej w układzie heterodyny. Napięcie to można także wykorzystać jako sygnał sterujący układ wskaźnika dostrojenia. W czasie przestrajania częstotliwości odbieranej stacji przyciskiem „Kasowanie" należy przerwać proces regulacji.

Na podstawie analizy schematu ideowego i sposobu pracy pętli synchronizacji częstotliwości FLL można zaobserwować szereg zalet charakteryzujących ten system, a mianowicie:

- Prosta realizacja stabilizacji częstotliwości nie wymagająca do tego celu układów detektorów częstotliwości, kłopotliwych w realizacji szczególnie na zakresie AM.
- Możliwość realizacji bardzo małego rastru częstotliwości, co sprawia, że f_{osc} można przestrajać w sposób praktycznie ciągły. W systemie PLL raster jest stosunkowo duży z uwagi na konieczność stosowania dużej liczby dzielników częstotliwości.
- System jest konkurencyjny dla systemu PLL, gdyż jego realizacja wymaga znacznie mniejszej liczby układów.
- System jest uniwersalny i nie wymaga zmian układowych przy przejściu na poszczególne zakresy AM. Możliwa jest zmiana rastru częstotliwości przez zmianę stopnia podziału N licznika binarnego.
- Bardzo prosty i skuteczny obwód analogowego układu wytwarzającego napięcie błędu w celu przestrajania f_{osc}. Dla porównania w systemie PLL należy stosować skomplikowany układ filtru aktywnego, którego stała czasu jest trudna do zoptymalizowania dla całego zakresu przestrajania. Powoduje to drganie fazy i regulację jej średniej wartości co sprawia, że f_{osc} jest niestabilna.

Przytoczone wyżej zalety na pewno zadecydują o tym, iż system FLL znajdzie zastosowanie w odbiornikach radiowych najwyższej klasy.

Opracowano na podstawie artykułu pt. FLL – Abstimmung – besser als PLL. „Elektor" Mai 1980.



Rys. 2. Schemat ideowy układu regulacji częstotliwości w systemie FLL
(dla podanych wartości elementów raster częstotliwości wynosi 70 Hz)

Generator kwarcowy 50 Hz

BOGUSŁAW KALINOWSKI

Wielu amatorów-elektroników przywozi do kraju urządzenia (np. odbiorniki radiowe, układy alarmowe) zawierające zegary lub same układy scalone zegarów, dla których częstotliwością wzorcową jest częstotliwość napięcia sieci oświetleniowej. Dołączenie takiego zegara do polskiej sieci 220 V/50 Hz (po odpowiednim przełączeniu wewnętrznym z 60 Hz do 50 Hz) powoduje dobowe opóźnienie wskazań zegara dochodzące nawet do 20 minut. Jest to powodowane niewłaściwą częstotliwością napięcia sieciowego.

Opisane niżej generatory kwarcowe zostały zastosowane do sterowania zegarów wykonanych z układami scalonymi typu MM 5387AA i MM 5316 firmy National Semiconductor. Generatory te mogą być wykorzystane jako źródła częstotliwości wzorcowej dla zegara dowolnego typu, wymagającego częstotliwości odniesienia 50 Hz. Również można stosować takie generatory do zasilania układu stroboskopowego w gramofonach wyższej klasy (np. „Daniel", „Fonomaster"), co umożliwi właściwe ustalenie częstotliwości obrotów talerza gramofonowego.

OPIS KONSTRUKCJI

Projektując układ zegara z alarmami, pracujący w automatycznym systemie pomiarowym, zapewniono poprawną pracę zegara przy wyłączeniu napięcia sieci. Dlatego zwrócono szczególną uwagę na to, aby układ zegara pobierał możliwie małą moc. Rozdzielono więc zasilanie układu MM 5387AA (MM 5316) oraz generatora kwarcowego od zasilania wskaźników siedmiosegmentowych. Przy wyłączeniu zasilania sieciowego wskaźniki gasną (można je „zapalić" dodatkowym przyciskiem z baterii 4,5 V), natomiast zegar pracuje nadal, gdyż automatycznie włącza się przetwornica napięcia, zasilana z dwóch akumulatorów kadmowo-niklowych.

Ponieważ układ scalony zegara typu MM 5377AA pobiera ze źródła –9 V prąd 4 mA, generator kwarcowy powinien pobierać jeszcze mniej prądu. Dlatego wykorzystano w nim układy scalone typu C-MOS.

Skonstruowany generator kwarcowy pobiera 0,5 mA prądu ze źródła zasilającego o napięciu 5 V. Do jego wykonania użyto kwarcu typu RS1017 o częstotliwości rezonansu szeregowego równej 1000,000 kHz oraz trzech układów scalonych: SCL4060ABE, MM5601BN (CD4001B), CD4013AE. Wypróbowano dwie wersje generatora, przedstawione na rys. 1 i 2.

Układ z rys. 1 zawiera:

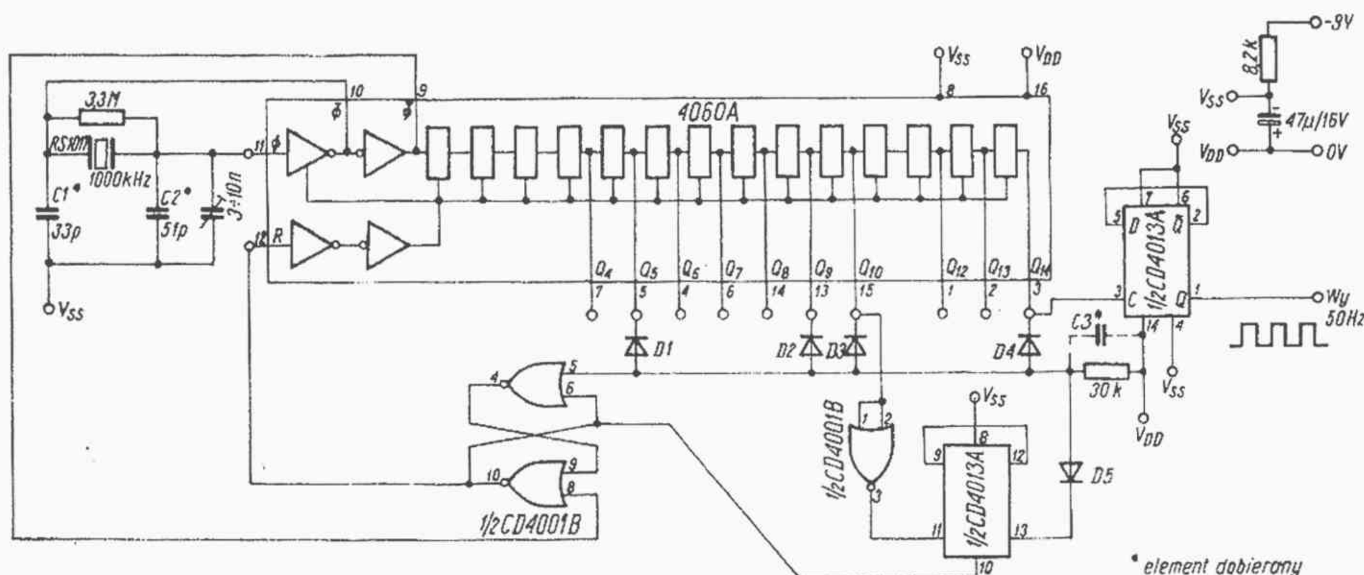
– generator kwarcowy o częstotliwości około 1 MHz, wykonany z inwerterem (wewnątrz układu scalonego SCL4060 – wyprowadzenia 10, 11),

– dzielnik częstotliwości przez 10001...10002 z układem scalonym SCL4060, połową układu CD4013 i układem MM5601B (CD4001),

– dzielnik częstotliwości przez dwa z połową układu CD4013 (wyprowadzenia 1...7),

– układ obniżający napięcie zasilające generatora z –9 V do –5 V (rezystor 8,2 kΩ, kondensator 47 µF).

Generator kwarcowy 1 MHz pracuje w typowym układzie z wykorzystaniem rezonatora kwarcowego jako indukcyjności. Ponieważ zastosowany rezonator kwarcowy przeznaczony był do pracy w rezonansie szeregowym, generowane napięcie miało częstotliwość większą niż 1 MHz. Dokładna wartość

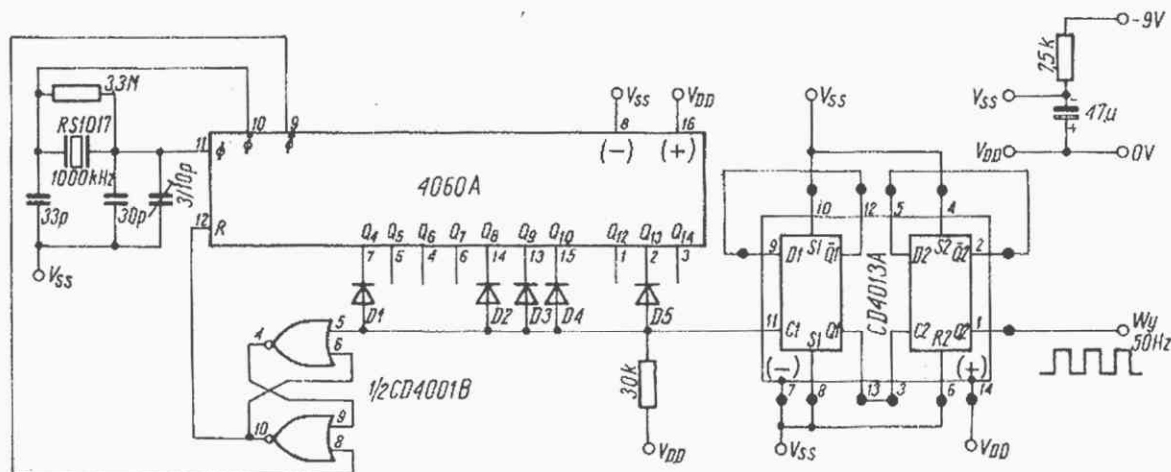


Rys. 1. Schemat generatora kwarcowego 50 Hz (wersja pierwsza)

częstotliwości generatora wynosiła 1000100 Hz i została ustawiona trymerem 3/10 pF. Rezystor 3,3 MΩ zapewnił właściwy punkt pracy inwertera w układzie generującym.

Dzielnik częstotliwości przez 10 000 zaprojektowałem zgodnie z zasadami projektowania dzielników ze wspólną linią kasującą (patrz wykaz literatury [1] rozdział 5). Należy wykryć wysoki stan logiczny na wyjściach: piątego, dziewiątego, dziesiątego, jedenastego i czternastego przerzutnika układu scalonego SCL4060. Ponieważ wyjście jedenastego przerzutnika układu SCL4060 nie zostało wyprowadzone, do wyjścia dziesiątego przerzutnika tego układu należy dołączyć przerzutnik typu „T", wyzwalany ujemnym zboczem (tak jak przerzutniki wewnętrzne układu SCL4060). Przerzutnik tego typu tworzy połowa układu scalonego CD4013 i jeden element NOR układu CD4001B. Z wyprowadzenia 13 układu CD4013 uzyskuję taki sam sygnał, jaki występuje wewnątrz układu SCL4060 na wyjściu jedenastego przerzutnika. Sygnały wyjściowe odpowiednich przerzutników są doprowadzane do pięciowejściowego elementu „AND" zrealizowanego z diod D1...D5. Pojawienie się stanu wysokiego na jego wyjściu powoduje zmianę stanu przerzutnika R-S wykonanego z połowy układu CD4001B (wyprowadzenia 4...10). Należy zwrócić uwagę, że zmiana stanu na wyprowadzeniu 10 układu CD4001B nastąpi dopiero wtedy, gdy do wejścia 8 tego układu zostanie doprowadzony impuls dodatni z wyjścia 9 układu scalonego SCL4060.

Zmiana stanu z niskiego na wysoki na wyjściu 10 układu CD4001B powoduje ustawienie wszystkich przerzutników układu SCL4060 w stanie początkowym (stan niski na wyjściach). Podobnie, stan niski pojawia się na wyjściu 13 układu scalonego CD4013. Mogłoby się wydawać, że impulsy obserwowane na wyjściu 3 układu SCL4060 mają częstotliwość 10 000 razy mniejszą od częstotliwości generatora kwarcowego. Jednak jest inaczej. Zanim na wyjściu 5 układu SCL4060 pojawi się wysoki stan logiczny przełączający diodowy element AND, stan na wejściu łańcucha przerzutników (wyprowadzenie 9) może zmienić się kilkakrotnie. Jest to powodowane opóźnieniem sygnału na każdym kolejnym przerzutniku. Czasy zadziałania (opóźnienia) układów C-MOS zależą od napięcia zasilającego i maleją ze wzrostem tego napięcia. Stąd w układzie z rys. 1 zaobserowano dla napięć zasilających w przedziale 2,67...2,73 V dzielenie przez 10 006, dla U_{zas} = 2,85...2,87 V – dzielenie przez 10 004, dla U_{zas} = 3,61...4,02 – dzielenie przez 10 002 oraz dla U_{zas} = 4,42...10 V – dzielenie przez 10 001. Być może, dla U_{zas} > 10 V wystąpi dzielenie przez 10 000, lecz tego nie sprawdzałem. W przypadku dzielenia przez 10 001, impuls kasowania pojawiający się na wyjściu 10 układu CD4001B trwa



Rys. 2. Schemat generatora kwarcowego 50 Hz (wersja druga)

pełne 0,5 μs dla $U_{zas} > 4,70$ V. Zmniejszanie napięcia zasilania powoduje zmniejszanie szerokości tego impulsu, a następnie pojawienie się dwóch impulsów, z których jeden jest niestabilny (w pewnych przedziałach napięć nie występuje stały współczynnik podziału częstotliwości).

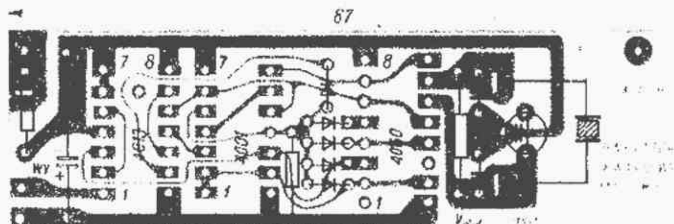
Współczynnik podziału częstotliwości można regulować w niewielkim zakresie przez wykorzystanie opóźnienia wnoszonego przez pozostałe elementy NOR układu CD4001B lub przez celowe wprowadzenie opóźnienia w obwód kasowania, dołączając np. równolegle z rezystorem 30 kΩ kondensator C3 o małej pojemności. Włączenie między wejście 8 układu CD4001B a wyjście 9 układu SCL4060 dodatkowego inwertera spowoduje, że dzielenie przez 10002 odbywa się dla $U_{zas} = 3,71...4,93$ V, natomiast dzielenie przez 10001 – dla $U_{zas} > 5,52$ V.

Dołączenie kondensatora C3 o pojemności 33 pF równolegle z rezystorem 30 kΩ spowoduje, że dla $U_{zas} = 4,02...5,93$ V występuje dzielenie przez 10002, natomiast dzielenie przez 10001 jest możliwe dla $U_{zas} > 7,03$ V.

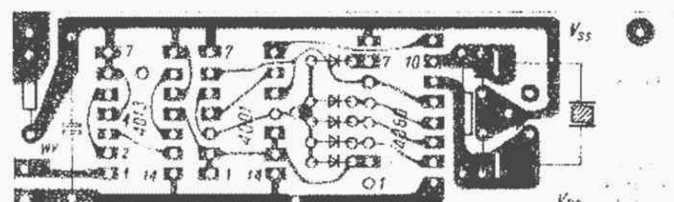
Z wyjścia 3 układu scalonego SCL4060 uzyskuje się ciąg impulsów o częstotliwości 100 Hz. Dalsze dzielenie przez dwa realizuje przerzutnik typu „T" wykonany z połowy układu CD4013. Na wyjściu 1 układu CD4013 jest symetryczna fala impulsów prostokątnych o częstotliwości 50 Hz.

Układ z rys. 2 jest łatwiejszy do wykonania (mniej skomplikowany druk) i składa się z następujących podukładów:
- generatora kwarcowego 1 MHz,
- dzielnika częstotliwości przez 5000...5002 z układem SCL4060ABE i układem CD4001B (MM 5601B),
- dzielnika częstotliwości przez 4 z układem CD4013,
- układu obniżającego napięcie zasilania.

Zjawiska występujące w tym układzie są takie same, jak w układzie z rys. 1.
Wskutek opóźnień wnoszonych przez układ scalony SCL4060 możliwe jest dzielenie przez 5000 dla $U_{zas} > 8,9$ V. Dzielenie przez 5001 występuje dla $U_{zas} = 3,8...8,6$ V, natomiast dzielenie przez 5002 – dla $U_{zas} = 3,6...3,7$ V. Jeśli układ zasilany będzie z napięcia $V_{DD} - V_{SS} = 5$ V, częstotliwość generatora kwarcowego należy ustawić na wartość 1 000 200 Hz (można zastosować rezonator 1 MHz przewidziany do pracy w rezonansie szeregowym). Przy zasilaniu układu z napięcia $V_{DD} - V_{SS} = 9$ ...15 V należy zastosować rezonator kwarcowy 1 MHz przewidziany do pracy w antyrezonansie i częstotliwość generatora kwarcowego należy ustalić na wartość 1 000 000 Hz.
Płytki drukowane obu wersji generatora kwarcowego przedstawiono na rys. 3 i 4.
Wyprowadzenia układów scalonych, które wychodzą na pola druku o kształcie okrągłym nie mogą być do niego lutowane. Otwory pod takie wyprowadzenia należy sfazować od strony druku wiertłem o większej średnicy lub wyciąć odpowiednie wyprowadzenia układów scalonych. Dotyczy to przykładowo, wyprowadzeń 1, 2, 4, 6, 7, 15 układu scalonego SCL4060 i wyprowadzenia 11 układu scalonego MM5601B (CD4001B) dla pierwszej wersji generatora.



Rys. 3. Płytka drukowana generatora kwarcowego z rys. 1 (skala 2:1)



Rys. 4. Płytka drukowana generatora kwarcowego z rys. 2 (skala 2:1)

Kwarc wkładany jest do podstawki wykonanej przez wlutowanie do druku dwóch wyprowadzeń uzyskanych z demontażu siedmionóżkowej podstawki lampowej.

UWAGI

1. Zastosowane układy scalone SCL4060ABE mają następującą własność: sygnał kasowania doprowadzony do wejścia 12 układu nie powoduje żadnych zmian w pracy inwerterów znajdujących się między wyprowadzeniami 9, 10 i 11. Natomiast dla układów CD4060 AE stan wysoki na wejściu 12 powoduje wyłączenie obu inwerterów (na wyjściu 10 panuje stan wysoki, na wyjściu 9 – stan niski, aż do chwili pojawienia się stanu niskiego na wejściu 12). Ponieważ układ scalony CD4060 AE jest bardziej popularny i łatwiej dostępny niż użyty przeze mnie układ SCL4060 ABE, przy wykorzystaniu go do budowy generatora kwarcowego należy postąpić następująco (podaję dla oznaczeń z rys. 2):
- na jednej z nie wykorzystanych bramek układu scalonego CD4001B wykonujemy generator kwarcowy 1 MHz; w tym celu przerywamy połączenia do wyprowadzeń 10 i 11 układu CD4060 i otrzymany w ten sposób podzespół kwarcowy dołączamy do zwartych wejść 12, 13 i wyjścia 11 układu CD4001B (lub odpowiednio do wejść 1, 2 i wyjścia 3);
- do wejścia 11 układu CD4060 doprowadzamy sygnał z tak zbudowanego generatora kwarcowego 1 MHz (z wyjścia 11 lub 3 układu CD 4001);
- przerywamy połączenie do wejścia 9 układu CD4060 i wejście 8 układu CD4001 łączymy z wyjściem 11 (lub 3) tego układu.

2. Opierając się na wskazówkach zawartych w pkt. 1 można wykonać generator kwarcowy 50 Hz z elementem scalonym typu CD4040B (12-bitowy licznik binarny), użytym zamiast układu scalonego CD4060 AE, lecz wtedy konieczny będzie jeszcze jeden przerzutnik typu T (konieczny dodatkowy układ CD4013B lub CD4027B).

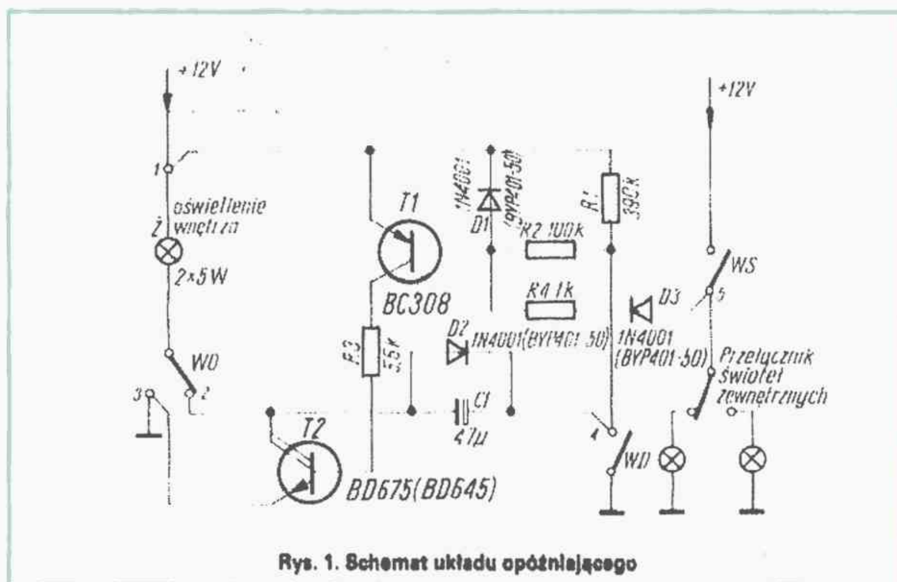
LITERATURA

[1] Baranowski J. – Półprzewodnikowe układy impulsowe i cyfrowe. WNT, Warszawa 1976.

Układ do opóźnionego wyłączania wewnętrznego oświetlenia w samochodzie

Gdy po zapadnięciu zmierzchu kierowca wsiada do samochodu i zamyka drzwi, we wnętrzu robi się ciemno. W ciemnościach trudno trafić kluczykiem do stacyjki, równie trudno odnaleźć wyłącznik świateł oświetlenia wewnętrznego. Tych kłopotów można łatwo uniknąć konstruując układ elektroniczny, który opóźnia wyłączenie światła w samochodzie po zamknięciu drzwi.

Schemat układu przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Schemat układu opóźniającego

W stanie spoczynkowym układu obydwie końcówki kondensatora C1 znajdują się na potencjale napięcia zasilającego +12 V, a tranzystory T1 i T2 są zatkane. Z chwilą otwarcia drzwi zamykają się zestyki wyłącznika drzwiowego WD, przez diodę D2 przepływa w pierwszym momencie prąd żarówki Ż służącej do oświetlenia wnętrza. Unika się dzięki temu niedopuszczalnego spolaryzowania kondensatora C1 w przeciwnym kierunku. W tym samym momencie powstaje spadek napięcia na rezystorze R1, który powoduje wysterowanie tranzystora T1, a także tranzystora T2. Teraz prąd żarówki płynie głównie przez tranzystor T2, a obydwie końcówki kondensatora C1 są praktycznie na potencjale masy.

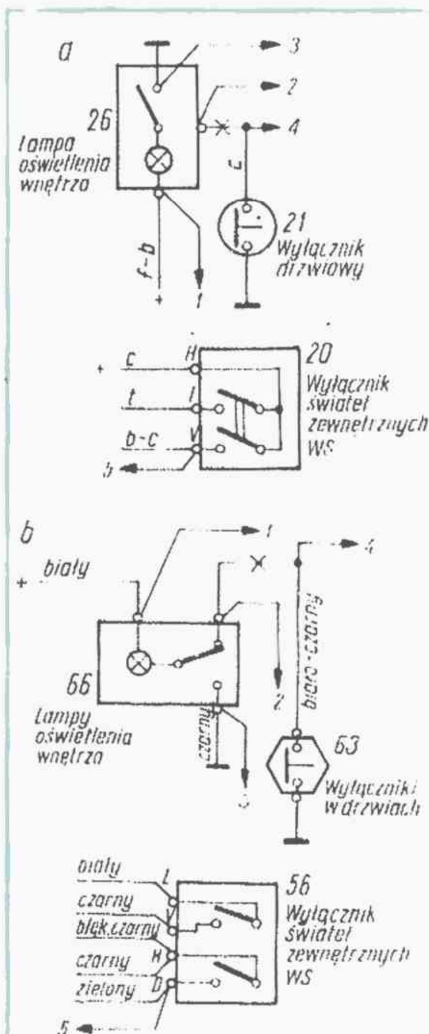
Po zamknięciu drzwi rozwierają się zestyki wyłącznika drzwiowego WD i kondensator C1 zaczyna się powoli ładować za pośrednictwem rezystorów R1 i R2 oraz tranzystora T1. Po upływie około 20 s kondensator zostaje naładowany, zanika spadek napięcia na rezystorze R1, tranzystory T1 i T2 zostają zatkane. Dzięki silnemu sprzężeniu zwrotnemu, następującemu za pośrednictwem żarówki Ż i kondensatora C1, przejście układu do stanu spoczynkowego następuje skokowo. Dioda D1 chroni złącze baza–emiter tranzystora T1 przed uszkodzeniem napięciem polaryzacji zaporowej utrzymującym się na kondensatorze C1.

Kondensator elektrolityczny C1 nie może być tantalowy, ponieważ jest polaryzowany przeciwnie napięciem około 0,7 V, gdy drzwi są otwarte.

Pewną wadą opisanego układu jest konieczność odczekania, aż zgaśnie wewnętrzne oświetlenie podczas jazdy wieczorem, gdy na krótko zatrzymuje się samochód w celu np. zabrania pasażera. Dodatkowe dwa elementy układu R4 i D3 usuwają tę niedogodność. Baza tranzystora T1 jest połączona z obwodem zewnętrznym świateł samochodu za pomocą diody D3 i rezystora R4. Jeżeli zewnętrzne światła są włączone – włącznik WS włączony, to natychmiast po zamknięciu drzwi i rozwarciu zestyków wyłącznika drzwiowego WD żarówka Ż wewnętrznego oświetlenia zgaśnie wskutek zatkania tranzystora T1.

Sposób przyłączenia urządzenia do instalacji elektrycznej samochodu przedstawiono na przykładach samochodów Fiat 126p i Fiat 125p.

Na rysunku 2a przedstawiono sposób dołączenia układu do instalacji elektrycznej



Rys. 2. Schemat połączeń instalacji samochodu z układem opóźniającym
a – Polski Fiat 126p, b – Polski Fiat 125p

samochodu Fiat 126p, a na rys. 2b połączenia z instalacją samochodu Fiat 125p. Cały układ zmontowany na płytce drukowanej ma bardzo małe wymiary i można go umieścić bezpośrednio w pobliżu oprawy lampy oświetlenia wnętrza, pamiętając o dokładnym odizolowaniu od metalowego nadwozia samochodu. Tranzystor T2 powinien być umieszczony na radiatorze.

„J”

Opracowano na podstawie „ELO” nr 2/1980

Zegar cyfrowy i timer z układem scalonym

mgr inż. WOJCIECH STROŻEK

Produkowany od kilku lat układ scalony MM5316 (MM7316, SI998) umożliwia łatwe wykonanie zegara cyfrowego wyposażonego w układ alarmu oraz timer. Niestety, układ ten ma jedną zasadniczą wadę: jest sterowany sygnałem o częstotliwości sieci 50 lub 60 Hz, co w naszych warunkach obniżenia częstotliwości sieci i jej niestabilności powoduje błędy we wskazaniach czasu do kilku minut na dobę. Dla uniknięcia tej wady zastosowano generator kwarcowy, wykorzystujący typowy kwarc zegarkowy o częstotliwości 32 768 Hz oraz dzielnik częstotliwości obniżający częstotliwość generatora do 60 Hz. Dodatkowo zegar wyposażono w układ wskazania dnia tygodnia w postaci diod luminescencyjnych.

Przedstawiony układ ma następujące możliwości funkcjonalne:

- wskazywanie bieżącego czasu (godziny i minuty),
- wskazywanie sekund,
- włączenie alarmu o ustawionej godzinie jako:
  - sygnału dźwiękowego o częstotliwości 2048 Hz kluczowanego częstotliwością 1 Hz,
  - załączenie przekaźnika włączającego urządzenie zewnętrzne, np. radioodbiornik,
- użycie 59-minutowego timer'a w następujący sposób:
  - włączenie sygnału dźwiękowego po upływie nastawionego odcinka czasu,
  - załączenie przekaźnika włączającego urządzenie zewnętrzne na przeciąg nastawionego odcinka czasu.

OPIS UKŁADU

Schemat ideowy zegara przedstawiono na rys. 1. Generator kwarcowy pracuje w typowym układzie z liniowymi bramkami TTL, a dokładne dostrojenie do częstotliwości nominalnej uzyskuje się za pomocą trymera C1. Ponieważ ani częstotliwość 50 Hz ani 60 Hz, potrzebna do sterowania układu zegara, nie stanowi całkowitej wielokrotności częstotliwości generatora 32 768 Hz, dokonuje się wycięcia z generowanego przebiegu co szesnastego impulsu. Realizowane jest to za pomocą licznika US2 oraz bramek US6/1* i US7/1. W wyniku tego na wyjściu inwertera US1/4 uzyskuje się przebieg o częstotliwości 30 720 Hz (dokładnie biorąc 30 720 impulsów/s). Przebieg ten jest następnie doprowadzony do dzielnika binarnego złożonego z układów US3, US4, US5, który dokonuje podziału przez 512 i w wyniku daje na wyjściu 9 układu US5 przebieg o częstotliwości 60 Hz. Przebieg ten, za pośrednictwem bramki buforowej US8/1, stanowiącej translator poziomów napięć TTL-MOS, jest doprowadzony do wejścia układu zegarowego US3.

Wskaźnik dnia tygodnia zawiera układy scalone US10, US11, US12, US8, US9. Jego podstawę stanowi rejestr przesuwny US10 pracujący w układzie licznika pierścieniowego z wyróżnionym stanem „0''. Po włączeniu napięcia zasilania, dwójnik R33 C9 zapewnia automatyczne wyzerowanie całego rejestru. Doprowadzenie do wejścia zegarowego sekwencji impulsów, spowoduje dzięki bramkom US12 i US1/6, które eliminują błędne stany licznika, ustawienie w rejestrze sekwencji bitów 1111110. Kolejne impulsy zegarowe będą powodowały przesuwanie wyróżnionego stanu „0'' do kolejnych komórek rejestru. Stan ten, poprzez układy buforowe US8 i US9, będzie sterował zaświeceniem odpowiedniej diody elektroluminescencyjnej.

*Na rys. 1 wszystkie układy scalone są oznaczone symbolem „M''.

Impulsy sterujące rejestr są dostarczane z wyjścia PM układu zegarowego US13, stanowiącego wskaźnik pory dnia, zmieniający swój stan raz na dobę. Zmiana stanu na tym wyjściu powoduje wytworzenie przez uniwibrator US11 jednego impulsu przesuwającego wyróżniony w rejestrze stan „0''.

Ze względu na to, że przy przełączaniu zegara na inną funkcję niż wskazywanie bieżącego czasu, mogą pojawić się na wejściu uniwibratora fałszywe impulsy, przełącznik CZAS odłącza wtedy wejście zegarowe rejestru US10 od wyjścia uniwibratora (rezystor R32 utrzymuje to wejście nadal w stanie wysokim).

W celu szybkiego ustawienia poprawnego wskazania dnia tygodnia, po włączeniu zasilania do wejścia uniwibratora doprowadza się przebieg o częstotliwości 1 Hz przez wciśnięcie klawisza USTAW.DNIA.

Jako sygnał alarmu dźwiękowego wykorzystano częstotliwość 2048 Hz doprowadzaną z wyjścia licznika US2 do wejścia 12 bramki US6/2. Do tej samej bramki doprowadzano sygnał kluczujący 1 Hz, powodujący cykliczne przerywanie sygnału alarmu. Sygnał alarmu z wyjścia bramki US6/2 przechodzi przez filtr dolnoprzepustowy i regulator głośności R10 do stopnia wzmacniającego z tranzystorem T6, sterującego głośnik.

Włączenie alarmu może nastąpić po spełnieniu dwóch warunków: przełącznik RADIO/BUCZEK musi być ustawiony w pozycji BUCZEK (tak jak na rys. 1), zaś na wyjściu bramki US7/3 musi być stan „1''. Ten drugi warunek będzie spełniony w dwóch przypadkach:

- gdy wyjście ALARM układu US13 zmieni stan na wysoki, co ma miejsce, gdy czas bieżący stanie się zgodny z ustawionym czasem alarmu,
- gdy wyjście TIMER układu US13 zmieni stan na niski, co ma miejsce po włączeniu funkcji TIMER i zakończeniu odliczania ustawionego odcinka czasu.

Przestawienie przełącznika RADIO/BUCZEK w pozycję RADIO (przeciwna do przedstawionej na rys.1) spowoduje zablokowanie bramki alarmu US6/2 i odblokowanie bramki US7/4 sterującej włączeniem przekaźnika P. Podobnie jak poprzednio, włączenie przekaźnika (uaktywnienie bramki US7/4) zależy od stanu na wyjściu bramki US7/3. W przypadku włączenia alarmu działanie jest identyczne jak poprzednio, natomiast w przypadku funkcji TIMER, wskutek odłączenia bramki US7/2, negującej sygnał z wyjścia TIMER układu US13, przekaźnik włączy się bezpośrednio po włączeniu funkcji TIMER, a wyłączy po upływie nastawionego okresu czasu.

W układzie zegara wykorzystano wyświetlacz typu LD8223, specjalnie dopasowany do współpracy z układem scalonym MM5316, charakteryzujący się przyjemnym zielonym kolorem świecenia i dużą wysokością cyfr (15 mm). Oczywiście można wykorzystać również inny typ wyświetlacza, zmieniając odpowiednio przyłączenie wyjść sterujących z układu scalonego MM5316. Oznaczenie wyprowadzeń tego układu ilustruje rysunek 2.

W przedstawionym rozwiązaniu zastosowano układ automatycznej regulacji jasności świecenia wyświetlacza w zależności od warunków oświetlenia zewnętrznego. Jest to realizowane przez zmianę napięcia na końcówce 23 układu scalonego US13 za pomocą tranzystora T1. Elementem światłoczułym jest fotorezystor R43. To samo napięcie wykorzystano też do zasilania diod LED we wskaźniku dnia tygodnia (diody D1...D7), regulując w ten sposób ich jasność świecenia.

Tranzystory T2, T3, T4, T5 stanowią translatory poziomów napięć MOS-TTL.

Cd. na str. 20

Rys. 1. Schemat ideowy układu zegara

Układy scalone są oznaczone na rysunku symbolem M, zaś w tekście występują jako US

M1 – SN7404 M2 ... M4 – SN7493 M5 – SN7473 M6 – SN7440 M7 – SN7400

M8 ... M9 – SN7407 M10 – SN74164 M11 – SN74121 M12 – SN7430

Przenośny odbiornik telewizyjny NEPTUN 150

Przenośny odbiornik telewizyjny Neptun 150 produkowany w Gdańskich Zakładach Elektronicznych Unitra-Unimor jest odbiornikiem klasy II, przeznaczonym do odbioru programów telewizji czarno-białej, emitowanych w pasmach od I do V według standardu OIRT. Odbiornik jest wyposażony w kineskop o przekątnej ekranu 31 cm.

Modułowa konstrukcja odbiornika (7 modułów i blok zasilania) oraz nowoczesne układy zrealizowane z tranzystorami (9 szt.), układami scalonymi (6 szt.) i diodami półprzewodnikowymi (16 szt.), a także mały pobór mocy ze źródła zasilającego decydują, że po usunięciu usterek „wieku niemowlęcego" będzie się on charakteryzował wysoką jakością odbioru i dużą niezawodnością w pracy.

Schemat ideowy odbiornika przedstawiono na str. 16–17.

DANE TECHNICZNE

Wejście antenowe: koncentryczne o impedancji 75 Ω (wspólne dla zakresów VHF i UHF)

Czułość użytkowa toru wizji:

- dla kanałów w pasmie I–III −59 dB/mV
- dla kanałów w pasmie IV–V −56 dB/mV

Maksymalna moc wyjściowa fonii:

Pobór mocy:

- z sieci 220 V, 50 Hz ≤ 45 VA
- z akumulatora 12 V ≤ 25 W

Dopuszczalny zakres zmian napięcia akumulatora: od 11,5 do 15,2 V.

OPIS UKŁADU

Na wejściu odbiornika zastosowano typową głowicę zintegrowaną VHF/UHF i zespół załączająco-programujący, czterosegmentowy, typ Preomat P4/4. Głowica zintegrowana łącznie z diodą D11 przełączającą na zakres UHF, diodami D12 i D13 przełączającymi na zakres VHF oraz układem scalonym UL1550L, stabilizującym napięcie do przestrajania głowicy, są umieszczone na jednej płytce (moduł MG 1002).

Sygnał pośr. cz. z wyjścia głowicy jest doprowadzany przez filtr dopasowujący F101 i złożony filtr pasmowy kształtujący charakterystykę przenoszenia toru pośr. cz. do wejścia układu scalonego U101 (końcówki 1 i 16). Układ scalony U101 spełnia funkcję trzystopniowego wzmacniacza pośr. cz., synchronicznego detektora wizji oraz kluczowanego układu ARW. Impulsy kluczujące są doprowadzane przez kondensator C135.

Napięcie ARW jest doprowadzane do głowicy, a także wewnątrz układu scalonego do pierwszych dwóch stopni wzmacniacza pośr. cz. Potencjometr R105 służy do ustalania progu opóźnienia napięcia ARW. Elementy R106, C116 i C117 zapewniają odpowiednią filtrację napięcia ARW doprowadzanego do wzmacniaczy pośr. cz., a R104, C112 i C113 napięcia ARW doprowadzanego do głowicy.

Wzmocniony sygnał wizyjny z końcówki 11 układu scalonego U101 jest doprowadzany przez dławik Dł102 i eliminator częstotliwości różnicowej fonii, składający się z elementów F109, C122 i R110, do wtórnika dopasowującego pracującego z tranzystorem T101. Z emitera tego trazynstora sygnał wizyjny jest doprowadzany do wzmacniacza wizji (moduł MW 1003). Potencjometr R109 służy do regulacji składowej stałej sygnału wizyjnego (poziom bieli), a potencjometr R851 do regulacji kontrastu.

W module pośr. cz. zrealizowano także układ ARCz. Sygnał do układu ARCz jest wydzielany przez obwód F108 dostrojony do częstotliwości 38 MHz (częstotliwość nośna pośr. cz. wizji). Po wzmocnieniu i ograniczeniu sygnału w układzie z tranzystorem T102 jest on następnie poddawany detekcji w układzie z diodami D101 i D102. Przy włączonym układzie ARCz detektor jest włączony szeregowo z napięciem warikapowym. Zmiany napięcia ARCz uzyskanego po detekcji spowodowane przestrajaniem się heterodyny dodają się lub odejmują od napięcia warikapowego, utrzymując w ten sposób heterodynę na właściwej częstotliwości. Przy wyłączonej ARCz, w szereg z napięciem warikapowym jest włączany rezystor R123, który zastępuje oporność wnoszoną przez detektor.

W module fonii MF1003 pracują dwa układy scalone (U201 i U202). Układ U201 spełnia funkcję wzmacniacza ogranicznika częstotliwości różnicowej fonii i demodulatora. Są w nim umiejscowione także dwa stopnie wzmocnienia m.cz. W obwodzie drugiego z nich umiejscowiono potencjometr siły dźwięku (R854). Drugi układ scalony (U202) spełnia funkcję wzmacniacza m.cz.

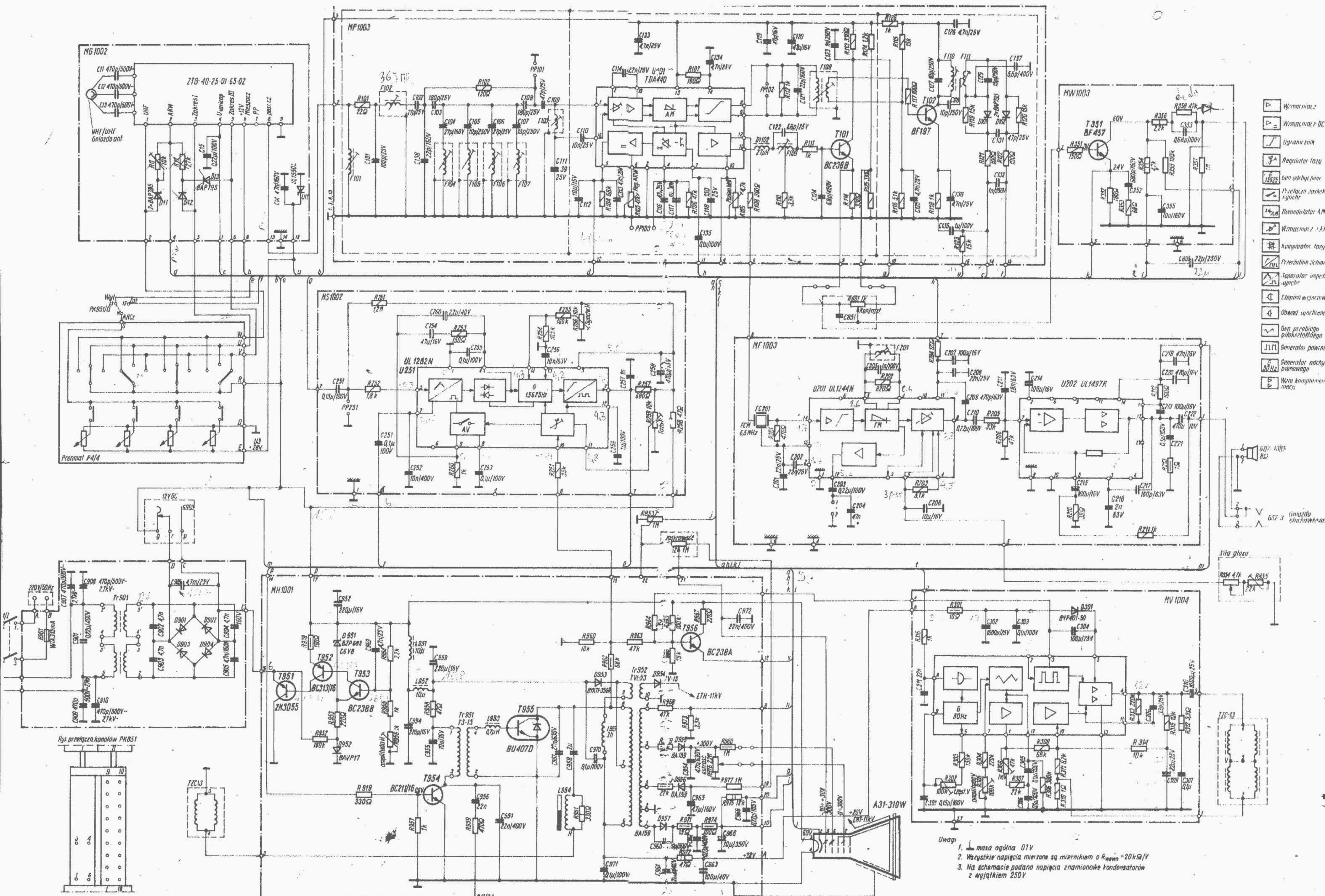
Wzmacniacz m.cz. zawiera dwie pętle sprzężenia zwrotnego zapewniające odpowiednią jakość dźwięku. W jednej z nich znajdują się elementy C215 i R210, w drugiej C216 i C217. Elementy R205, R206 i C211 stanowią układ deemfazy.

Moduł MS 1002 zawiera kompletny tor synchronizacji i generator odchylania poziomego. Moduł został zrealizowany w oparciu o układ scalony UL1262N. Impulsy synchronizacji ramki z wyjścia selektora są doprowadzane przez końcówkę 7 układu scalonego U251, a następnie końcówka 5 modułu MS1002 do modułu odchylania pionowego MV1004. Impulsy synchronizacji linii są natomiast doprowadzane do układu ARFiCz i porównywane w fazie i częstotliwości z impulsami uzyskiwanymi z generatowa linii. W wyniku tego porównywania jest uzyskiwane napięcie regulacyjne ustalające właściwą częstotliwość generatora linii. Ponieważ w odbiorniku telewizyjnym ważnym zagadnieniem jest zgodność faz impulsów synchronizacji z impulsami powrotów indukowanymi w transformatorze linii, w układzie scalonym U251 jest wbudowany układ przesuwnika fazy. W razie wystąpienia nawet małej różnicy faz, zostanie natychmiast wytworzone w układzie odpowiednie napięcie regulacyjne, które spowoduje powrót częstotliwości generatora do właściwej wartości. Do regulacji układu kontroli fazy służy rezystor nastawny R259.

Z końcówki 2 układu scalonego U251 jest pobierany sygnał do wysterowania wzmacniacza odchylania poziomego, w którym pracują tranzystory T954 i T955. Elementy C951, C956 i R959 mają za zadanie kompensację ewentualnych przepięć w układzie, a dławik L953 – zapobieganie występowaniu drgań pasożytniczych przy przełączaniu. Tranzystor końcowy ma wbudowaną diodę, która zapewnia przewodzenie inwersyjne konieczne przy zmianach impulsowych na kolektorze w stanie zatkania tranzystora.

Dla zmniejszenia strat w stopniu końcowym odchylania poziomego, w uzwojeniu pierwotnym transformatora TVL53 umieszczono korektor trzeciej harmonicznej L955.

W module linii znajduje się również zasilacz stabilizowany zrealizowany z tranzystorami T951, T952 i T953. Zasilany jest z niego moduł linii oraz kilka innych układów odbiornika.

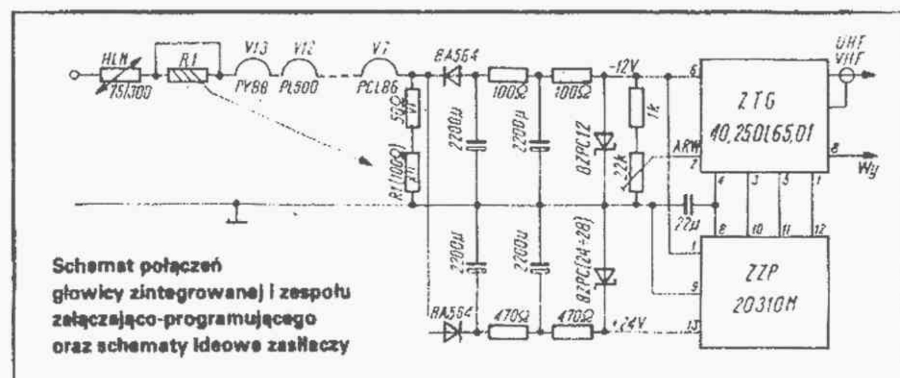


Schemat przenośnego odbiornika telewizyjnego NEPTUN 150

Źródłem napięcia odniesienia jest dioda Zenera D951. Tranzystor T959 spełnia funkcję wtórnika impulsów wygaszania powrotów promienia linii i ramki.
W module odchylania pionowego (MV1004) zastosowano układ scalony TDA1170. Częstotliwość pracy generatora odchylania wyznacza stała czasowa układu składającego się z elementów R303, R302 i C301.
Amplituda przebiegu piłokształtnego (wysokość obrazu) jest ustalana za pomocą rezystora nastawnego R305, a liniowość obrazu w pionie – za pomocą rezystora R308. Gałąź sprzężenia zwrotnego z rezystorem R311 zapewnia stabilną pracę wzmacniacza, tak pod względem amplitudy jak i liniowości odchylania.
Blok zasilania BZ1001 pracuje w układzie konwencjonalnym. Kondensatory C907...C910 tworzą układ przeciwzakłóceniowy, który tłumi zakłócenia przedostające się z sieci do odbiornika oraz zakłócenia o częstotliwościach radiowych przedostających się z odbiornika do sieci. Po stronie wtórnej transformatora układ przeciwzakłóceniowy składa się z kondensatorów C902...C905.
Włożenie wtyku zasilania z akumulatora do gniazda G903 powoduje automatyczne odłączenie zasilania z sieci. *Z.B.*

Zamiana głowicy typu TV69 na głowicę zintegrowaną

Obecnie produkowane odbiorniki telewizyjne są wyposażone w głowice zintegrowane umożliwiające odbiór programów emitowanych w pasmach I...V.
Będąc posiadaczem odbiornika telewizyjnego z głowicą lampową TV69 (Ametyst 1012), w której uległy zużyciu sprężyny kontaktowe, postanowiłem wymienić ją na głowicę zintegrowaną.



Schemat połączeń głowicy zintegrowanej i zespołu załączająco-programującego oraz schematy ideowe zasilaczy

Produkowane są dwa typy głowic zintegrowanych:

1. Typ 40.25.01.65.00 – z osobnymi wejściami dla UHF i VHF. Przy połączeniu z antenami należy zastosować dwa niezależne przewody antenowe; w przypadku jednego przewodu antenowego – dwie zwrotnice (antenową i odbiornikową).

2. Typ 40.25.01.65.01 – ze wspólnym wejściem dla UHF i VHF. Przy połączeniu z antenami wystarczy zastosować jeden przewód antenowy i jedną zwrotnicę antenową.

Ze względu na koszt instalacji antenowej zastosowałem rozwiązanie 2. Jako zespół załączająco-programujący użyłem trzysekcyjnego zespołu ZZP 2031OM. Sposób dołączenia do odbiornika oraz schematy ideowe wykonanych zasilaczy napięcia zasilającego głowicę i warikapowego przedstawiono na rys. 1.
Ponieważ eliminując głowicę TV69 wyeliminowano dwie lampy, dlatego też, dla zapewnienia odpowiedniego prądu żarzenia kineskopu i pozostałych lamp, zwiększono istniejący w obwodzie żarzenia rezystor redukcyjny (100 Ω, 12 W) do 150 Ω, przelutowując go jednocześnie między masę i żarzenie ostatniej lampy (L7). Spadek napięcia na tym rezystorze jest wykorzystywany po wyprostowaniu do zasilania oraz programowania głowicy.
Zamiast napięcia ARW głowicy użyto napięcia stałego ustalonego potencjometrem 2,2 kΩ. Poziom tego napięcia należy ustalić taki, aby przy danym poziomie sygnału z anteny uzyskać dobrą jakość obrazu. Mimo pracy głowicy ze stałym wzmocnieniem, nie zauważyłem zmian w odbiorze programów. Okazało się, że ARW obejmująca wzmacniacz pośr.cz. jest praktycznie wystarczające.
Mechaniczny montaż głowicy, zasilacza i zespołu załączająco-programującego nie jest krytyczny. W moim przypadku zespół załączająco-programujący umieściłem na przedniej ściance, w miejscu gdzie znajdowało się pokrętło przełącznika kanałów, a głowicę i zasilacze – w miejscu usuniętej głowicy TV69.

Henryk Bednarski

Od Redakcji
Lepsze wyniki można uzyskać wykonując zasilacz napięcia warikapowego z układem scalonym UL1550, jaki zastosowano np. w odbiornikach telewizyjnych Neptun (schemat w nrze 7–8/80 r.). Diody Zenera na napięcie 24...28 V charakteryzują się dużym oporem dynamicznym. Dobór pozostałych elementów również nie zapewnia odpowiedniej filtracji i stabilizacji napięcia warikapowego.

G R A T U L A C J E

Znana wielu czytelnikom, autorom i korespondentom (nie tylko z nazwiska w stopce redakcyjnej) nasza Koleżanka – EUGENIA GRUDZIŃSKA – sekretarz redakcji, obchodziła w końcu ub.r. podwójny jubileusz: 25-lecie pracy dziennikarskiej oraz 20-lecie pracy w naszej redakcji.
Redaktor E. Grudzińska legitymuje się w swojej karierze zawodowej ogromnym dorobkiem edytorskim i organizacyjnym. Jest postacią szeroko znaną i cenioną wśród środowiska radioamatorskiego i krótkofalarskiego. Przejawia wiele inicjatywy w popularyzowaniu ruchu radioamatorskiego, utrzymuje ścisłą więź z czytelnikami, autorami i korespondentami poprzez poradnictwo fachowe i konsultacje merytoryczne.
Zespół redakcyjny Re składa red. EUGENII GRUDZIŃSKIEJ z okazji jubileuszu serdeczne gratulacje oraz życzenia dalszych sukcesów w popularyzowaniu radioamatorstwa i krótkofalarstwa wśród wielotysięcznych rzesz czytelników.

Zegar cyfrowy i timer z układem scalonym Cd. ze str. 13

Przykładowe rozwiązanie klawiatury sterującej zegar przedstawiono na rys. 3.
Działanie klawiszy nastawiania w połączeniu z klawiszami poszczególnych funkcji przedstawiono w tablicy.

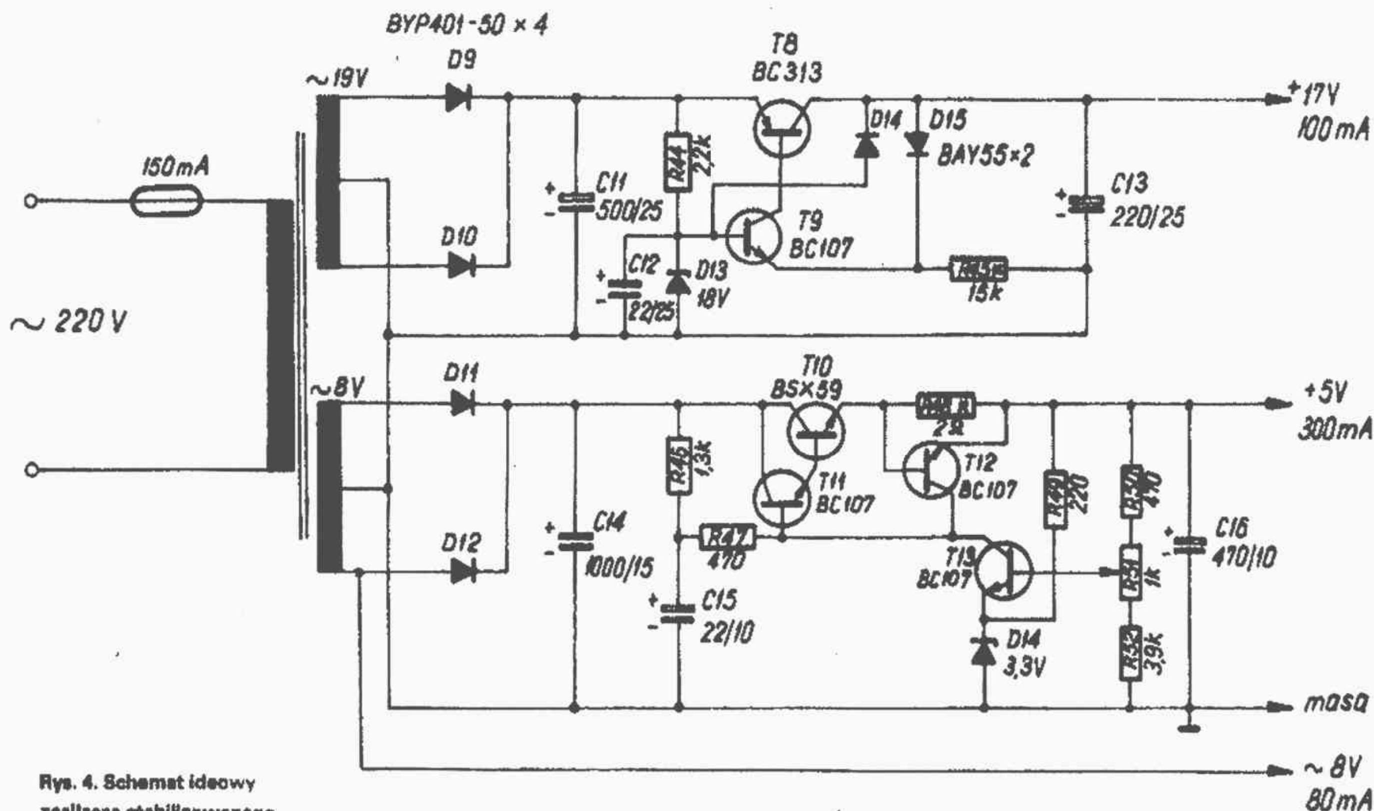
Funkcje sterujące zegara

Wciśnięty klawisz funkcji	Wciśnięty klawisz ustawiania	Efekt działania
CZAS	WOLNO	zmiana minut z częstotliwością 2 Hz
	SZYBKO	zmiana minut z częstotliwością 60 Hz (ustawianie godzin)
ALARM	WOLNO	zmiana minut alarmu z częstotliwością 2 Hz
	SZYBKO	zmiana minut alarmu z częstotliwością 60 Hz (ustawianie godziny alarmu)
	OBA	ustawianie godziny alarmu na 12:00 AM
SEKUNDY	WOLNO	zatrzymanie odmierzania czasu
	SZYBKO	zerowanie sekundnika
	OBA	ustawianie wskazania czasu na 12:00 AM
TIMER	WOLNO	zmiana ustawienia timera z częstotliwością 2 Hz
	SZYBKO	zmiana ustawienia timera z częstotliwością 60 Hz

Chwilowe naciśnięcie klawisza WYŁ.ALARMU w czasie trwania alarmu, powoduje natychmiastowe wyłączenie alarmu na okres 24 godzin. Wciśnięcie tego klawisza na stałe powoduje trwałe zablokowanie alarmu. Samoczynne wyłączenie alarmu następuje po upływie 1 godziny od chwili włączenia.



Rys. 2. Oznaczenie wyprowadzeń układu scalonego MM5316



Rys. 4. Schemat ideowy zasilacza stabilizowanego

FUNKCJA





USTAWIANIE





Rys. 3. Przykładowe rozwiązanie klawiatury sterującej zegar

Przyciśnięcie klawisza DRZEMKA powoduje:

– w pozycji CZAS i włączonym alarmie, czasowe wyłączenie sygnału alarmu na przeciąg 9 minut (operację tę można powtórzyć 9 razy),

– w pozycji TIMER ustawienie licznika timer'a na wartość 59 minut.

Do zasilania układu zegara potrzebne są dwa napięcia stałe +5 V i +17 V oraz dodatkowo napięcie zmienne 8 V do żarzenia katody wyświetlacza LD8223. Dobierając wartość rezystora R17 (rys. 1) można zmienić wartość tego napięcia. Przykładowe rozwiązane układu zasilaczy przedstawiono na rys. 4.

Zasilacz +5 V ma klasyczny stabilizator szeregowy z zabezpieczeniem od przeciążenia prądowego. Zasilacz +17 V ma stabilizator (opisany w nrze 9/80 „Re").

Regulacji ograniczenia prądowego dokonuje się dobierając rezystory R45 i R48.

Tranzystory T8 i T10 należy wyposażyć w niewielkie radiatory, np. kawałek aluminiowej rurki nałożonej na kapturek.

Napięcie +5 V zasilające układy TTL powinno być stabilizowane, natomiast napięcie +17 V zasilające układ MOS i wyświetlacz nie wymaga dokładnej stabilizacji. Umożliwia to pominięcie stabilizatora +17 V i tym samym uproszczenie zasilacza.

Uruchomienie układu nie powinno nastręczać specjalnych trudności. Jedyne czynności regulacyjne to ustawienie potencjometrem R51 napięcia +5 V oraz dokładne ustawienie częstotliwości generatora kwarcowego za pomocą trymera C1.

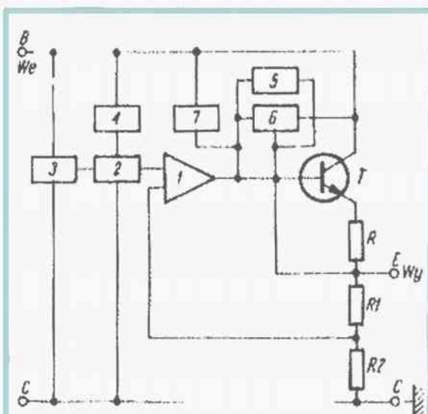
mgr inż. TADEUSZ GÓRA

Monolityczny stabilizator napięcia MA7805

Powszechnie stosowane w technice układy scalone TTL wymagają zasilania napięciem stałym +5 V z dokładnością ±5%.

Do zasilania układów tego typu stosuje się monolityczne stabilizatory napięcia o napięciu wyjściowym +5 V. Budowane są one jako układy scalone o trzech wyprowadzeniach i napięciu wyjściowym ustalonym w procesie technologicznym.

Do najczęściej spotykanych u nas stabilizatorów do zasilania układów scalonych TTL należą monolityczne stabilizatory napięcia typu MA 7805 z typoszeregu stabilizatorów serii MA7800 produkowanej przez firmę Tesla (CSRS).



Rys. 1. Schemat blokowy monolitycznego stabilizatora napięcia MA7805

Stabilizatory serii MA7800 produkowane są również o napięciach wyjściowych dodatnich 12, 15 i 24 V. Stabilizatory serii MA7800 są odpowiednikiem stabilizatorów serii µA7800 produkcji firmy Fairchild (USA).

Schemat blokowy monolitycznego stabilizatora napięcia MA7805 przedstawiono na rys. 1.

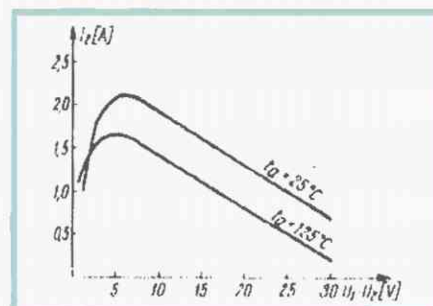
Stabilizator składa się ze wzmacniacza błędu (1), źródła napięcia odniesienia (2), układu startu (3), ograniczenia prądowego (5), układu ograniczającego chwilową moc (6), ograniczenia termicznego (7), tranzystora mocy T, rezytora ograniczenia prądowego R oraz rezystorów dzielnika określającego napięcie wyjściowe stabilizatora (R19, R20).

Monolityczny stabilizator napięcia MA7805, tak jak wszystkie stabilizatory tej serii, jest umieszczony w obudowie typu TO-3. Stabilizator ma trzy wyprowadzenia oznaczone odpowiednio: B – wejście stabilizatora, E – wyjście stabilizatora, C – wspólna masa stabilizatora (obudowa metalowa).

Stabilizator jest wykonany technologią planarno-epitaksjalną. Na płytce monokrystalicznej krzemu typu „p" o wymiarach 2,2×2,3 mm stabilizator zawiera: 14 tranzystorów typu n-p-n, 3 tranzystory typu p-n-p, 2 diody, 20 rezystorów i 1 kondensator.

Wewnątrz stabilizatora wykonano układy zabezpieczające przed uszkodzeniem tranzystor mocy. Należą do nich: układ ograniczenia prądowego z charakterystyką tzw. „podciętą" (rys. 4), zabezpieczenie termiczne działające w razie nadmiernego wzrostu temperatury złącza oraz zabezpieczenie przed wtórnym przebiciem (przebicie jednosekundowe), ograniczające napięcie kolektor-emiter tranzystora mocy. Przy takim wyposażeniu stabilizatora zabezpieczony jest cały obszar pracy tranzystora mocy; rozwiązanie stanowi wysoce niezawodny element do konstruowania źródeł zasilania.

Podstawowe parametry stabilizatora zawiera tablica. Ważniejsze charakterystyki i zależności pomiędzy niektórymi parametrami ilustrują rysunki 2...4.

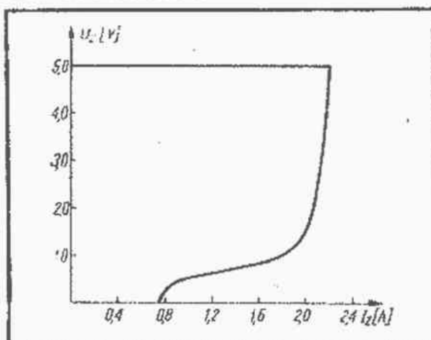


Rys. 2. Zależność prądu wyjściowego od różnicy napięć wejściowego i wyjściowego przy temperaturze otoczenia t = 25°C i 125°C

Podstawowe parametry stabilizatora MA7805

Parametry	Ozn.	Jed.	Wartość min	Wartość typ	Wartość max	Warunki pomiaru
Napięcie wyjściowe	U2	V	4,8	5	5,2	
Napięcie wejściowe	U1	V			35	
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie napięcia wejściowego	U2	mV		3 1	100 50	7 V≤U1≤25 V 8 V≤U1≤12 V
Zmiana napięcia wyjściowego przy zmianie wyjściowego prądu	U2	mV		15 5	100 50	5 mA≤I2≤5 A 250 mA≤I2≤750 mA
Minimalna różnica napięcia wejściowego i wyjściowego	U1–U2	V		2		I2 = 1A
Prąd spoczynkowy	I0	mA		4,2	8	
Maksymalna strata mocy				rys. 3		Ograniczenie wewnętrzne
Prąd zwarcia	Iz	mA		750		rys. 3
Prąd ograniczenia (maksymalny)	I0	A		2,2		rys. 3
Rezystancja wyjściowa	Rwy	mΩ		17		f = 1,0 kHz
Temperatura złącza	tj	°C			125	

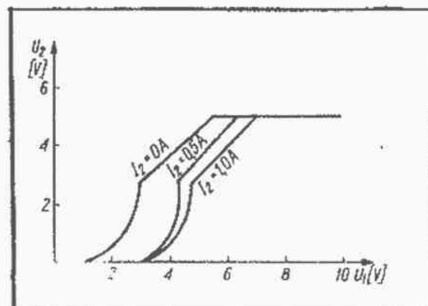
Jednym z najważniejszych zagadnień występujących przy projektowaniu układów zasilania jest zapewnienie właściwego chłodzenia stabilizatora MA7805. Tak więc projektowanie układu zasilania sprowadza się tylko do nieprzekraczania parametrów stabilizatora oraz zapewnienia właściwych warunków chłodzenia przez dobranie radiatora.



Rys. 3. Charakterystyka zewnętrzna stabilizatora napięcia MA7805

Dopuszczalną moc, jaka może się wydzielić w złączu tranzystora mocy stabilizatora, nie powodując przekroczenia dopuszczalnej temperatury złącza, można określić ze wzoru:

$$P_{max} = \frac{t_{j\,max} - t_a}{R_{thj-a}} \qquad (1)$$



Rys. 4. Zależność napięcia wyjściowego U2 od zmian napięcia wejściowego U1 dla różnych wartości prądu obciążenia I2

w którym:
Pmax – maksymalna moc wydzielona w stabilizatorze przy określonej temperaturze otoczenia,
ta – temperatura otoczenia,
tj max – maksymalna temperatura złącza,
Rthj-a – rezystancja cieplna złącze-otoczenie.

Ze wzoru (1) można wyznaczyć maksymalną moc wydzieloną w stabilizatorze pracującym bez radiatora. Moc wyznaczono dla temperatury otoczenia ta = 25°C. Rezystancja cieplna złącze-otoczenie obudowy TO3 Rthj-a = 30...45°C/W:

$$P_{max} = \frac{t_{j\,max} - t_a}{R_{thj-a}} = \frac{125-25}{30...45} = 2...3\,W$$

Z powyższego wynika, że stabilizator MA7805 należy stosować wraz z radiatorem dla mocy powyżej 2...3 W.

Wielkość i rodzaj radiatora zależy od jego rezystancji cieplnej złącze-otoczenie. Rezystancję tę wyznacza się ze wzoru:

$$R_{thj-a} = R_{thj-c} + R_{thc-s} + R_{ths-a} \qquad (2)$$

w którym:
Rthj-a – rezystancja cieplna złącze-obudowa,
Rthj-c – rezystancja cieplna złącze-obudowa (dla obudowy TO3 wynosi 1,5...4°C/W,
Rthjc-s – rezystancja cieplna obudowa-radiator (dla suchego styku metal-metal o powierzchni 1 cm² wynosi ok. 0,5...1°C/W; przy pokryciu styku pastą silikonową rezystancja maleje o ok. 50%,
Rths-a – rezystancja cieplna radiator-otoczenie.

Ze wzoru (2) rezystancja cieplna radiator-otoczenie wynosi:

$$R_{ths-a} = R_{thj-a} - (R_{thj-c} + R_{ths-a}) \qquad (3)$$

Wzory (1) i (2) umożliwiają zaprojektowanie radiatora dla określonych parametrów elektrycznych przy danej temperaturze otoczenia.

P r z y k ł a d

Stabilizator MA7805 jest obciążony prądem I2 = 0,8 A przy napięciu wejściowym zmieniającym się w zakresie U1 = 8...15 V. Temperatura otoczenia ta = 25°C. Obliczyć rezystancję cieplną radiator-obudowa.

1. Maksymalna moc tracona w stabilizatorze:

$$P_{max} = I2\,(U1-U2) = 0,8\,(15-5) = 8\,W$$

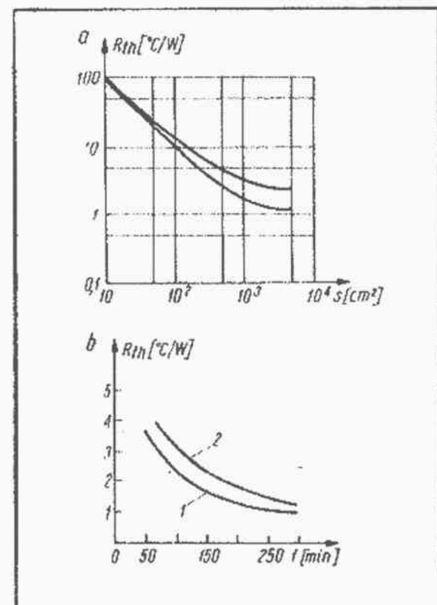
2. Rezystancję cieplną złącze-otoczenie obliczamy wg wzoru (1).

$$R_{thj-a} = \frac{t_{j\,max} - t_a}{P_{max}} = \frac{125-25}{8} = 12,5°C/W$$

3. Rezystancję cieplną radiator-otoczenie obliczamy wg wzoru (3).
Założono, że stabilizator jest montowany na radiatorze bez podkładki, bez stosowania pasty silikonowej. Przyjmuje się rezystancję: cieplną obudowa-radiator Rthc-s = 1°C/W. Rezystancję cieplną złącze-obudowa – Rthj-c = 2°C/W.

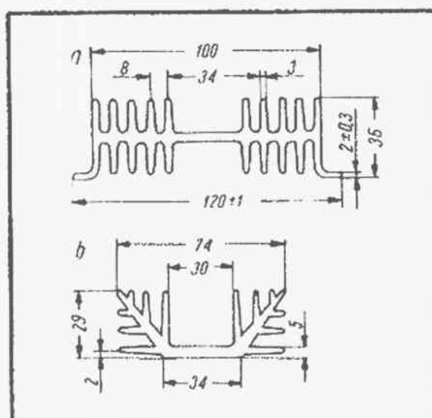
$$R_{ths-a} = 12,5 - (1+2) = 9,5°C/W$$

Dla ww rezystancji z rys. 5 dobieramy radiator wykonany z aluminium o wymiarach 100×100×5 mm.
Jak wynika z wykresów na rys. 5 radiatory o rezystancji cieplnej powyżej 5°C/W wykonuje się przeważnie z płaskich płytek



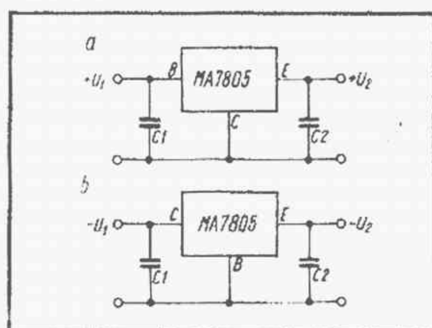
Rys. 5. Zależność rezystancji cieplnej przy różnych radiatorach

a – aluminiowych płyt kwadratowych (s – pole płyty, d – grubość płyty;
b – aluminiowych kształtowników A4 129 i A4 240 w zależności od ich długości l



Rys. 6. Przekroje profili kształtowników na radiatory
a - profil A4129, b - profil A4240

aluminiowych. Powyżej tej wartości rezystancji cieplnej celowe jest stosować radiatory z kształtowników aluminiowych, np. produkcji ZML Kęty (rys. 6). Stabilizator MA7805, pracując zgodnie ze swoim przeznaczeniem, nie wymaga stosowania żadnych elementów zewnętrznych z wyjątkiem źródła napięcia niestabilizowanego. Podstawowe układy zastosowania stabilizatora monolitycznego



Rys. 7. Podstawowe układy stabilizatora napięcia MA7805
a – stabilizacja napięcia dodatniego,
b – stabilizacja napięcia ujemnego

przedstawiono na rys. 7; kondensator C1 o pojemności 3,3 μF stosuje się, gdy stabilizator jest umieszczony w znacznej odległości od źródła zasilania, np. na płytce przy zasilanych elementach. W tych warunkach kondensator znacznie poprawia stabilność układu. Włączony na wyjście stabilizatora kondensator C2 o pojemności ok. 1 μF znacznie poprawia dynamikę układu.

Mimo określonego wewnętrzną strukturą napięcia wyjściowego, stabilizator można wykorzystać do budowy układów o napięciu wyjściowym lub prądzie obciążenia innym niż określone katalogiem.

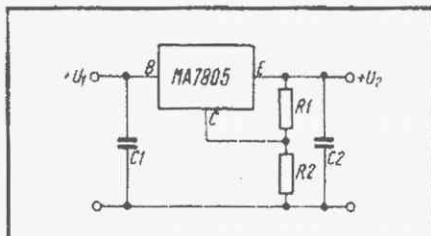
Na rysunku 8 przedstawiono prosty układ o regulowanym napięciu wyjściowym. Napięcie wyjściowe jest określone następująco:

$$Uwy = U2\left(1+\frac{R2}{R1}\right)+R2\ I0 \quad (4)$$

przy czym:

I0 – prąd spoczynkowy,
U2 – katalogowe napięcie stabilizatora.

Zmiany prądu spoczynkowego, zależnego od napięcia wejściowego, obciążenia i temperatury pogarszają dokładność stabilizacji napięcia wyjściowego. W celu ograniczenia oddziaływania prądu spoczynkowego należy stosować w dzielniku rezystory R1 i R2 o możliwie małej rezystancji.

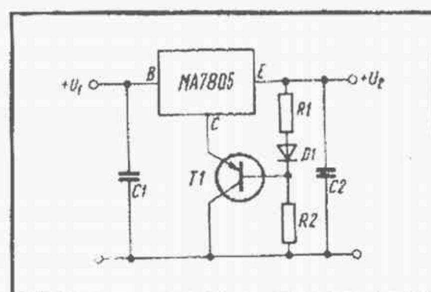


Rys. 8. Układ stabilizatora o napięciu wyjściowym regulowanym z zastosowaniem rezystorów

Układ umożliwiający w sposób ekonomiczny wyeliminowanie wpływu prądu spoczynkowego na dokładność napięcia wyjściowego przedstawiono na rys. 9. Napięcie wyjściowe określone jest wzorem:

$$Uwy = (U2+UBE)\left(1+\frac{R2}{R1}\right)+\frac{R2\ I0}{\beta} \quad (5)$$

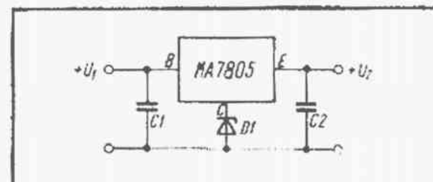
w którym:
β – wzmocnienie prądowe tranzystora T1,
UBE – napięcie baza-emiter tranzystora T1,
I0 – prąd spoczynkowy,
U2 – katalogowe napięcie stabilizatora.



Rys. 9. Układ stabilizatora o napięciu wyjściowym większym niż katalogowe z zastosowaniem tranzystora

W układzie tym wyeliminowano wpływ prądu spoczynkowego I0/β, uzależniając jednocześnie napięcie wyjściowe od napięcia baza-emiter. Napięcie UBE pogarsza dokładność stabilizacji przy zmianach temperatury otoczenia. Niedogodność tę eliminuje się przez kompensację zmian napięcia UBE tranzystora T1, włączając diodę D1 szeregowo z rezystorem R1.

Układ przedstawiony na rys. 10 w prosty sposób zwiększa napięcie wyjściowe stabilizatora. W tym układzie stabilizacji napięcie wyjściowe jest równe sumie napięć stabilizatora i diody Zenera. Ze względu na małą rezystancję dynamiczną diody Zenera wpływ prądu spoczynkowego na dokładność napięcia jest znikomy. Stosowanie diody o małym współczynniku termicznym skutecznie eliminuje wpływ



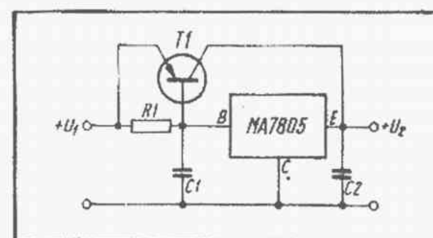
Rys. 10. Układ stabilizatora o napięciu wyjściowym większym niż katalogowe z zastosowaniem diody Zenera

temperatury otoczenia na stałość napięcia wyjściowego.

Na rys. 11 przedstawiono układ, którego prąd wyjściowy jest większy niż wartość prądu katalogowego stabilizatora MA7805. Tranzystor T1 zaczyna przewodzić po przekroczeniu prądu stabilizatora zależnością:

$$I = \frac{UBE}{R1} \quad (6)$$

Rezystor R1 dobiera się z wzoru (6) tak, aby wartość prądu stabilizatora była nieco mniejsza od jego wartości katalogowej w całym zakresie temperatur otoczenia.



Rys. 11. Sposób zwiększenia prądu wyjściowego stabilizatora z dodatkowym tranzystorem typu p-n-p

Do zwiększenia prądu w układzie stabilizatora o napięciu wyjściowym ujemnym stosuje się tranzystor mocy n-p-n.

LITERATURA

1. Cech S., Machalik L.: Integrované výkonové stabilizátory napeti MA7800. Sdélovaci Technika 10/1977.
2. Klacek J.: Pevné monolitické stabilisátory napeti. Sdelovaci Technika 5/1976.
3. Klacek J.: Aplika ce pevných monolitických stabilisatoru napeti. Sdelovaci Technika 3/1977.
4. Kulka Z., Nadachowski M.: Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. WKŁ, Warszawa 1974.
5. Kulka Z., Nadachowski M.: Analogowe układy scalone. WKŁ, Warszawa 1979.
6. Borkowski A.: Układy scalone w stabilizatorach napięcia stałego WNT, Warszawa 1979.

Harcerskie lato 1981

Tegoroczne lato krótkofalarskie charakteryzowało się znacznie większą liczbą pracujących stacji harcerskich (prawie czterokrotnie w porównaniu z ub. rokiem) na obozach letnich. W tym roku odnotowano około 102 stacji obozowych. Niewątpliwy wpływ na ożywienie pracy stacji harcerskich miał Zlot Klubów ZHP w Oleśnicy Śląskiej i zapoczątkowana nim głęboka odnowa w krótkofalarstwie harcerskim, m. in. przez usamodzielnienie się krótkofalarstwa ZHP, powrót do harcerskich metod pracy, pracę organizacyjną jak kręgi stacji ZHP, reaktywowanie centralnej stacji SP5ZHP, powołanie harcerskiej sieci obozowej HASŁO, wydanie pierwszego numeru kwartalnika klubów ZHP.

Na około 100 czynnych klubów harcerskich pracowały 43 stacje klubowe, mimo dużych trudności sprzętowych. Trzeba podkreślić, że Kluby ZHP nie są zaopatrywane w podstawowe urządzenia klubowe, tj. transceivery. W tej sytuacji kupują prywatne urządzenia, bądź próbują je wykonywać we własnym zakresie. Dlatego też w wielu klubach praca stacji klubowej ma miejsce jedynie na obozie, na który to obóz ściąga się zaprzyjaźnionego krótkofalowca z klubu PZK czy LOK z jego prywatnym urządzeniem, bądź też ze sprzętem z klubu LOK czy PZK.

Liczbowo najwięcej stacji pracowało z Bieszczad, z rozlicznych stanic operacji BIESZCZADY-40. Stacje te, jak np. SP2ZBE/8, SP2ZCE/8, SP5ZDH/8, SP7ZFQ/8, SP5ZGO/8, SP4ZHX/8, SP3ZAH/8 + ok. 20 stacji indywidualnych, niezbyt często pracowały w pasmach amatorskich, gdyż podstawowym zadaniem operatorów było utrzymywanie całodziennej stałej łączności służbowej w sieci PILOT, małą mocą, głównie na stacjach typu RBM-1.

Centralna akcja szkoleniowa odbywała się w sierpniu na terenie woj. piotrkowskiego. Zgrupowania były połączone amatorską siecią radiową, którą tworzyły stacje SP9ZCJ/7, SP3ZCU/7, SP3LPP/7, SP5NZ/7, SP3LOZ/7, SP3LOX/7, SP4PES/7, SP2ECI/7. Sieć pracowała 3 razy dziennie, fonią w paśmie amatorskim 3,5 MHz. Należy podkreślić, że dzięki dużej przychylności Państwowej Inspekcji Radiowej stacje ZHP uzyskały na okres akcji letniej przywilej przekazywania służbowych informacji harcerskich w pasmach amatorskich, co znakomicie usprawniło organizację tegorocznej akcji letniej.

ZHP w bieżącym roku po raz pierwszy zorganizował, staraniem komisji operatorsko-sportowej Rady Łączności, harcerską amatorską sieć łączności obozowej HASŁO, łączącą wszystkie obozy letnie na terenie całej Polski, wyposażone w stacje amatorskie. Sieć pracowała od 1 lipca do 31 sierpnia, na telegrafii w paśmie 3,5 MHz, praktycznie codziennie, a w szczytowym okresie dwa razy dziennie. Za pomocą sieci HASŁO można było przekazać radiogram amatorski lub służbowy ZHP do każdego obozu harcerskiego wyposażonego w stację sieci HASŁO, do innych stacji obozowych poprzez sieci PILOT i CAS, do centralnej stacji SP5ZHP przy GK ZHP w okresie jej pracy oraz do stacji amatorskich pracujących na rzecz macierzystych komend chorągwi, hufców czy szczepów. Łącznie w sieci pracowały 42 stacje, wymieniono 425 radiogramów.

Ciekawą formę pracy zorganizował klub SP3ZAH z Leszna. Ekipa klubowa posiadając transceiver oraz własny środek transportu (Fiat 126p) odwiedzała z radiostacją obozy ZHP w różnych częściach Polski, pracując po kilka dni z każdego obozu i urządzając pokazy pracy radiostacji amatorskiej dla harcerzy starszych. Łącznie odwiedzono 11 obozów w 11 województwach, w 6 okręgach SP.

Wiele stacji obozowych utrzymywało stałą codzienną łączność kierunkową obózdom, np. SP6HFT/2 i SP6EGB/2 Rozewie z SP6ZFE Jawor, SP9ZAS/1 Wąsosz z SP9 IZV, SP9JRA, SP9ADU Kraków, SP5BSG/4 i SP8BSQ/4 Zdory z SP5ALP Siedlce. Ze zgrupowania MORENA w Gdańsku pracowała pod okolicznościowym znakiem stacji SPØZHB w okresie jubileuszu klubu. Z Lginia (woj. leszczyńskie) pracowały SP3ZAH/3 i SP3ZHW/3; ta ostatnia zorganizowała duży obóz szkoleniowy amatorskiej radiolokacji.

Ze zgrupowania chorągwi wałbrzyskiej w Srebrnej Górze często słychać było stację SP6ZAR/6. Na pokładzie harcerskiego jachtu ZAWISZA reaktywowano pracę stacji SP2ZFK/mm – rejsy w rejonie Bałtyku.

Duże zgrupowanie stacji ZHP miało miejsce w Ostrowie k. Jastrzębiej Góry, skąd pracowało 5 stacji indywidualnych i klubowa PZK SP5PTB/2. Dalsze stacje klubowe PZK z obozów ZHP to SP5PIL/2 z Białej k. Tucholi, SP2PIT/8 z Nasicznego w Bieszczadach, SP4PES/7 z Białego Brzegu CAS. Również stacje klubowe LOK wspomagały nasze obozy, jak np. duża wyprawa do Strączna woj. pilskie SP3KHJ/3 + 4 stacje indywidualne, SP8KDF/4 Piecki k. Mrągowa, SP9KUZ/8 Ustrzyki Dolne, SP7KVB/8 Bukowiec, SP3KBW/8, SP2KKB/4 Przerwanki k. Węgorzewa.

Aktywnie pracowały z obozów stacje klubowe ZHP: SP9ZAK/9 z Kokotka, woj. częstochowskie; SP3ZAU/3 z Prusimia, woj. poznańskie; SP3ZAC/3 Strzęszewko, woj. poznańskie; SP9ZCF/9 Lipowa k. Żywca, SP2ZCD/1 Rykowo, woj. koszalińskie; SP6ZDA/3 Licheń Stary, woj. konińskie; SP1ZEO/1 Kapice, woj. koszalińskie; SP7ZET/7 Załęcze Wielkie, woj. sieradzkie; SP7ZEX/7 Kopernica, woj. bydgoskie; SP2ZFJ/2 Frombork, SP8ZHY/8 Firlej, woj. lubelskie.

Stacja SP3ZFH/3 była wyprawą niemal „rodzinną" klubu ZHP do Bożkowa, gdyż operatorami stacji była znana krótkofalarska rodzina SP3AMZ.

Wielu nadawców, nie tylko polskich ale np. i polonii amerykańskiej, zdobyło dyplomy „Obozy harcerskie" oraz szereg nalepek i lilijek wyższych stopni; odnotowano również pierwsze zgłoszenie o najwyższe trofeum „weterana łączności obozowej" ze stacji SP3IYW z Czempinia.

Centralną informację (ze zmiennym szczęściem) zapewniały kręgi stacji harcerskich prowadzone w każdy poniedziałek przez SP5ZHP lub SP5ZCA. Niestety wskutek ograniczeń w pracy stacji SP5ZHP nie udało się doprowadzić do stałych codziennych kontaktów obozy – GK ZHP.

Jakie wnioski można wyciągnąć z tegorocznej akcji letniej? Okazuje się, że wykorzystując społeczną aktywność harcerzy i ich sympatyków (oraz ich sprzęt) można uruchomić wiele stacji obozowych (praktycznie wszystkie zgrupowania chorągwiane miały w tym roku zapewnioną łączność).

Należy sądzić, że w przyszłym roku większość obozów dużych hufców, a nawet wielu szczepów starszoharcerskich będzie posiadać radiostacje amatorskie. Jest to bezsprzecznie znakomity czynnik bezpieczeństwa obozowiczów i sprawnej organizacji, szczególnie służb kwatermistrzowskich. Również współpraca i koordynowanie zadań dużych zgrupowań jest znacznie łatwiejsza. Niemniej przy tej liczbie stacji muszą być wcześniej starannie przygotowane (i przećwiczone) formy organizacyjne łączności zapewniające maksymalną sprawność (bezbłędność i szybkość przepływu informacji) oraz stały kontakt z każdym wyposażonym w radiostację obozem. Formy te powinni dopracować najlepsi fachowcy od organizacji łączności radiowej. Niewątpliwie sieć ogólnopolska powinna posługiwać się emisją telegraficzną, zapewniającą największą wierność przekazu, dużą odporność na liczne zakłócenia, dużą skuteczność przy pracy małą mocą stacji z własnym zasilaniem oraz łatwość budowy prostego sprzętu w klubach. Natomiast sieci lokalne, nie dysponujące dużą liczbą

Cd. na str. 30

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 2 (259) MAJ 1982 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 28-73-73

KALENDARZ MIĘDZYNARODOWYCH ZAWODÓW KF – 1982

STYCZEŃ

1	9–12	CW	3,5–14	Happy New Year – AGCW Contest
16–17	15–18	CW	1,8–28	QRP AGCW Winter Contest
23–24	00–24	CW	3,5–28	REF Contest
29–31	22–16	CW	1,8	CQ WW 160 m CW DX Contest

LUTY

6–7	00–24	CW	3,5–28	CWSP International DX Contest
6–7	12–9	SSB	7	RSGB 7 MHz Phone Contest
13–14	14–17	CW+SSB	1,8–28	PACC Contest
13–14	20–1	CW	1,8	First RSGB 1,8 MHz Contest
13–14	21–21	CW	3,5–7	YU WW DX Contest
20–21	00–24	CW	1,8–28	ARRL International DX Contest
26–28	22–16	SSB	1,8	CQ WW 160 m SSB DX Contest
27–28	00–24	SSB	3,5–28	REF Contest

MARZEC

6–7	00–24	SSB	1,8–28	ARRL International DX Contest
20–22	02–02	RTTY	3,5–28	BARTG RTTY Contest
27–28	00–24	SSB	1,8–28	CQ WW SSB WPX Contest

KWIECIEŃ

3–4	15–24	SSB	3,5–28	SP DX Contest
10	6–24	CW	3,5–28	The Common Market DX Contest
11	6–24	SSB	3,5–28	The Common Market DX Contest
11	7–17	CW	3,5–7	RSGB Low Power Contest
24–25	15–15	CW+SSB	1,8–28	Helvetia Contest
24–25	20–20	Wszystkie emisje	1,8–28	Trophy H.M. The King of Spain

MAJ

1	13–19	CW	3,5–7	AGCW QRP/QRP Party
8	00–24	SSB	3,5–28	ITU Contest
8–9	21–21	CW+SSB	3,5–28	CQ Mir Contest
15	00–24	CW	3,5–28	ITU Contest
22–23	20–20	SSE	3,5–28	Ibero-American Contest
29–30	00–24	CW	1,8–28	CQ WW WPX Contest

CZERWIEC

12–13	17–17	CW	3,5–28	Europa Field Day
19–20	00–24	SSB	1,8–28	All Asian DX Contest
26–27	20–1	CW	1,8	RSGB 1,8 MHz Summer Contest

LIPIEC

1	00–24	CW+SSB	1,8–144	Canada Contest
3–4	00–24	SSB	3,5–28	Venezuelan Contest
10–11	00–24	CW+SSB	1,8–144	IARU Radiosport Championship
17–18	00–24	CW	1,8–28	SEANET CW Contest
17–18	15–15	CW	1,8–28	AGCW QRP Contest
17–18	00–24	CW+SSB	1,8–28	HK Contest
24–25	00–24	CW	3,5–28	Venezuelan Contest

SIERPIEŃ

31.7–1.8	18–18	CW+SSB	3,5–28	YO DX Contest
7–8	00–24	CW	3,5–28	WAE DX Contest
14–15	00–24	SSB	1,8–28	SEANET Phone Contest
21–22	00–24	CW	1,8–28	All Asian DX Contest

WRZESIEŃ

4–5	15–15	SSB	3,5–28	IARU Region 1 SSB Field Day
5	00–24	CW	3,5–28	LZ DX Contest
11–12	00–24	SSB	3,5–28	WAE DX Contest
11–12	18–18	CW, SSB	1,8–28	SWL Contest
18–19	12–16	CW, SSB	28	International Contest for Portable Stations in 10 mtrs
18–19	15–18	CW	3,5–28	Scandinavian Activity Contest
25–26	15–18	SSB	3,5–28	Scandinavian Activity Contest

PAŹDZIERNIK

2–3	10–10	CW	3,5–28	VK/ZL Oceania DX Contest
9–10	10–10	SSB	3,5–28	VK/ZL Oceania DX Contest
10	7–19	SSB	21–28	RSGB 21/28 MHz Phone Contest
16–17	15–15	CW+SSB	3,5–28	WA – Y2 – Contest
23–24	00–24	SSB	1,8–28	CQ WW DX Contest

LISTOPAD

7	00–24	CW+SSB	1,8–28	OK DX Contest
13–14	21–2	CW	1,8	RSGB Second 1,8 MHz Contest
13–14	00–24	RTTY	3,5–28	WAE DX Contest
20–21	19–6	CW	1,8	All Austria 160 m Contest
27–28	00–24	CW	1,8–28	CQ WW DX Contest

GRUDZIEŃ

3–5	22–16	CW	1,8	ARRL 160 m DX Contest
4–5	18–18	CW	3,5	TOPS 80 m CW Contest
11–12	16–16	CW	3,5–28	HA DX Contest
11–12	00–24	CW+SSB	28	ARRL 10 m Contest

Poszczególne rubryki oznaczają: datę, czas UTC, rodzaj emisji, pasma, nazwę zawodów.
Powyższy kalendarz należy traktować jako orientacyjny, dokładny kalendarz zawodów międzynarodowych na poszczególne miesiące podaje „Biuletyn" PZK.

Opracował: Waldemar Kuna SP5DZJ

UWAGA DO KALENDARZA MIĘDZYNARODOWYCH ZAWODÓW KF – 1982

Począwszy od roku 1982, do współzawodnictwa Intercontest KF będą zaliczane następujące zawody:

1. SP DX Contest	– w latach nieparzystych CW
	– w latach parzystych SSB
	– w latach nieparzystych SSB
2. WPX Contest	– w latach parzystych CW
3. CQ WW DX Contest	– CW
	– w latach parzystych CW
4. CQ WW DX Contest	– SSB
5. WAE DC	– CW
6. WAE DC	– SSB
7. ALL ASIA	– CW
8. ALL ASIA	– SSB
9. CQ MIR	– Mixed
10. IARU RADIOSPORT CHAMPIONSHIP	– Mixed-CW-SSB

KALENDARZ KRAJOWYCH ZAWODÓW KF – 1982

STYCZEŃ				
14	16–19	CW, F	3,5	SP-K
14–17	08–20	CW, F	3,5	Maraton Warszawy
28	16–19	CW, F	3,5	Zawody Oświęcimskie
LUTY				
11	16–19	CW, F	3,5	SP-K
MARZEC				
11	16–19	CW, F	3,5	SP-K
20	16–19	CW, F	3,5	CQ KOS
KWIECIEŃ				
8	16–19	CW, F	3,5	SP-K
15	16–19	CW, F	3,5	Dni Leninowskie, Dzień Hutnika
30	17–19	CW	3,5	QRP Test – I tura
MAJ				
1	05–07	CW	3,5	QRP Test – II tura
11	16–19	CW, F	3,5	Dni Zwycięstwa
13	16–19	CW, F	3,5	SP-K
16	06.30–10.30	SSB	3,5–7	SP SSB Contest
CZERWIEC				
10	16–18	CW	3,5	Silesia Contest
	22–23	CW	1,8	
10	16–19	CW, F	3,5	SP-K
27	06–09	CW, F	3,5–7	Dni Morza
LIPIEC				
8	16–19	CW, F	3,5	SP-K
22	06–08	CW, F	3,5	Manifest PKWN
SIERPIEŃ				
12	16–19	CW, F	3,5	SP-K
WRZESIEŃ				
9	16–19	CW, F	3,5	SP-K
11	05–07	CW	3,5	QRP Test – tura jesienna
23	17–19	CW, SSB	3,5	Świętokrzyskie Dni Kultury
26	06–08	CW, SSB	3,5	Dni Zielonej Góry
PAŹDZIERNIK				
3	11–13	CW, SSB	7	CQ Test 40
13	16–18	CW, F	3,5	Dzień LWP, Tydzień LOK
14	16–19	CW, F	3,5	SP-K
21	16–19	CW, F	3,5	Dzień Łącznościowca
LISTOPAD				
11	16–19	CW, F	3,5	SP-K
21	06–08	CW, F	3,5	Ham Spirit Contest
GRUDZIEŃ				
9	16–19	CW, F	3,5	SP-K

Poszczególne rubryki oznaczają: datę, godzinę rozpoczęcia i zakończenia w czasie lokalnym aktualnie obowiązującym (letnim lub zimowym), rodzaje emisji (F oznacza A3, A3A, A3J), pasma, nazwę zawodów.

Opracował Mirosław Paczocha SP5ENA

XIV ZJAZD POLSKIEGO KLUBU DX

XIV Zjazd Polskiego Klubu DX obradował w dniach 26 i 27 września 1981 r. Już po raz drugi siedzibą zjazdu był gościnny Lublin. Zarząd Oddziału Wojewódzkiego PZK z prezesem ppłk Józefem Wójcikiem SP8HNO oraz komitet organizacyjny pod przewodnictwem inż. Edwarda Kawczyńskiego SP8CK wykazał, że można z powodzeniem zorganizować zjazd nawet w obecnej trudnej sytuacji ekonomicznej.

Uczestnicy zjazdu zamieszkali w hotelu studenckim Uniwersytetu Marii Curie-Skłodowskiej, zaś obrady toczyły się w pięknej sali Wojewódzkiego Sztabu Wojskowego. W obu tych miejscach pracowała aktywnie w pasmach KF i UKF okolicznościowa radiostacja SPØDXC. Giełda sprzętowa, pokazy przezroczy i spotkania towarzyskie uzupełniły jak zwykle program zjazdu. Znaleziono nawet czas na ciekawą wycieczkę autokarową po Lublinie.

W obradach zjazdu, którym przewodniczył znany dx-man, Jan Ładno SP5XM, wzięli udział członkowie klubu – krótkofalowcy lubelscy oraz zaproszeni przedstawiciele Ministerstwa Łączności i Państwowej Inspekcji Radiowej. Po wręczeniu medali za zasługi dla obrony cywilnej, odznak honorowych PZK oraz pucharów, dyplomów i nagród za zawody i współzawodnictwa sportowe KF, obszerne sprawozdanie z działalności klubu złożył ustępujący prezes Edward Breit SP2AJO. Sprawozdania złożyli także sekretarz zagraniczny Wojciech Kłosok SP9PT, sekretarz krajowy Seweryn Wojtusiak SP6ALL i manager SP DX maratonu Wiesław Ziółkowski SP6BZ.

Po ogłoszeniu przez SP9AKD oczekiwanych z zainteresowaniem wyników międzynarodowych zawodów SP DX Contest 1981, rozwinęła się ożywiona dyskusja, w której członkowie klubu dawali wyraz swej trosce o dalszy, harmonijny rozwój wyczynowego sportu krótkofalowego w kraju i lepsze jego wykorzystanie dla celów ogólnospołecznych oraz dla umacniania pozycji Polski na arenie międzynarodowej. W przerwie dyskusji odbyły się wybory nowego zarządu klubu. Po ogłoszeniu wyników wyborów, zarząd ukonstytuował się następująco:

prezes – Henryk Cichoń SP9ZD
wiceprezes d/s organizacyjnych – Stanisław Nowak SP9UH
wiceprezes d/s sportowych – Alfred Jabłoński SP9CTW
sekretarz krajowy – Andrzej Sadowski SP6ECA
sekretarz zagraniczny – Wojciech Kłosok SP9PT
manager d/s SP DX maratonu – Krzysztof Maciejkiewicz SP2JKC
członkowie zarządu – Tadeusz Krzęciewski SP8AWL i Zenon Pietrzak SP6FER

Na zakończenie obrad, zjazd podjął następującą uchwałę:

„XIX Zjazd Polskiego Klubu DX obradujący w Lublinie w dniach 26 i 27 września 1981 r. ocenia pozytywnie działalność klubu w okresie od poprzedniego, XIII zjazdu.
Polski Klub DX, skupiający czołówkę nadawców – krótkofalowców SP, mimo trudnej sytuacji społeczno-ekonomicznej w kraju, należycie reprezentował polski sport DX-owy, umacniając na całym świecie prestiż znaku SP i naszego kraju. Wzrosła liczba członków klubu, polscy nadawcy mimo znanych ogólnie braków sprzętowych aktywnie uczestniczyli we wszystkich liczących się zawodach międzynarodowych, wielokrotnie zajmując w nich czołowe miejsca.
Polscy nadawcy są coraz liczniej reprezentowani wśród najściślejszej światowej czołówki – uczestników „DXCC Honor Roll" i „5 Band DXCC". Niezwykle istotna była i jest rola polskich nadawców – dx-manów w utrzymywaniu łączności z Polakami rozsianymi po wszystkich kontynentach, dla których amatorska łączność radiowa jest często jedyną więzią z Ojczyzną.
Zjazd zaleca klubowi kontynuowanie i rozwijanie dotychczasowych form działalności, ze szczególnym naciskiem na umocnienie i rozszerzenie roli polskiego sportu dx-owego w kraju i na świecie, na zainteresowanie tym sportem jak najliczniejszych kręgów młodych nadawców polskich oraz na szerokie wykorzystywanie umiejętności i sprzętu członków klubu dla celów ogólnospołecznych i obrony cywilnej.

Zjazd postanawia, że począwszy od 1 października 1981 r. lista honorowa SPDXC obejmująca członków mających potwierdzone co najmniej 200 krajów według listy SPDXC, będzie układana w kolejności wpisania na listę i będzie zawierała jedynie znak wywoławczy i rok wpisania na listę, bez podawania stanu krajów. Równocześnie, również przez sekretarza krajowego będzie prowadzona lista osiągnięć członków klubu, układana w kolejności liczby potwierdzonych krajów znajdujących się na liście SPDXC, z podawaniem w drugiej kolejności liczby potwierdzonych krajów ogółem, wraz z krajami skreślonymi.

Zjazd poleca zarządowi klubu dokonanie analizy regulaminu zawodów SP DX Contest w oparciu o szeroką konsultację z członkami klubu i uczestnikami zawodów, ze szczególnym uwzględnieniem celowości organizowania zawodów emisjami CW i SSB na przemian co dwa lata, czasu trwania zawodów oraz kryteriów przyznawania dyplomów. Wnioski w tej sprawie zarząd klubu przedstawi na następnym zjeździe klubu.

Zjazd zwraca zarazem uwagę, że zbyt częste zmiany regulaminu zawodów nie umacniają prestiżu PZK i SPDXC na terenie międzynarodowym i zmniejszają liczbę uczestników zagranicznych.

Zjazd poleca zarządowi klubu dokonanie analizy regulaminu Polskiego Klubu DX, z uwzględnieniem stale rosnącej liczby członków, oraz ustalenia nowych zasad prawomocności zjazdów klubu i podejmowanych na nich uchwał. Wnioski w tej sprawie zarząd klubu przedstawi na następnym zjeździe klubu.

Zjazd postanawia rozwiązać z dniem 1 października 1981 r. sekcję szybkiej telegrafii przy Polskim Klubie DX, z uwagi na jej znikomą aktywność. Zjazd pozostawia Zarządowi Głównemu PZK decyzję w sprawie przyszłej formy organizacyjnej tej dyscypliny sportów krótkofalowych.

Zjazd uznaje za celowe podniesienie składek członkowskich PZK, z uwagi na rosnące koszty ponoszone przez Związek na obsługę członków i konieczność rozszerzenia zakresu i podniesienia jakości tej obsługi.

Zjazd potwierdza poprzednie uchwały Polskiego Klubu DX w sprawie nieprzydzielania ponownie wygasłych znaków wywoławczych SP. Zjazd wnioskuje do Zarządu Głównego PZK o oficjalne wystąpienie w tej sprawie do Państwowej Inspekcji Radiowej.

Zjazd poleca zarządowi klubu opracowanie do końca 1981 r. kryteriów przyznawania klas sportowych w sporcie krótkofalowym (Dx-owym) i skierowanie za pośrednictwem Zarządu Głównego PZK wystąpienia do Głównego Komitetu Kultury Fizycznej i Sportu o nadanie sportowi krótkofalowemu (dx-owemu) rangi oficjalnej dyscypliny sportów technicznych.

Zjazd ponownie zaleca prowadzenie kroniki Polskiego Klubu DX, obrazującej historię i osiągnięcia polskiego sportu dx-owego.

Zjazd dziękuje dotychczasowemu zarządowi klubu, a szczególnie ustępującym kolegom: prezesowi SP2AJO, sekretarzowi krajowemu SP6ALL, managerowi SP DX maratonu SP6BZ i managerowi wydawniczemu SP9JA za wielki wkład pracy w rozwój naszego klubu. Zjazd dziękuje komisji zawodów SP DX Contest z SP9AKD na czele za rzetelne i sprawne obliczenie wyników tegorocznych zawodów.

Zjazd dziękuje zespołowi krótkofalowców wrocławskich za zakończone z dniem zjazdu wydawanie biuletynu „CQ-DX" oraz zespołowi krótkofalowców warszawskich za redagowanie i nadawanie poprzez stację SP5PWK cotygodniowych komunikatów dx-owych. Obie te społeczne inicjatywy wydatnie się przyczyniły do wzrostu aktywności i poziomu sportowego polskich krótkofalowców.

Zjazd wyraża podziękowanie Zarządowi Głównemu PZK, a także współpracującym z PZK resortom łączności, obrony narodowej i spraw wewnętrznych, za przychylne traktowanie spraw polskiego sportu dx-owego i zgłaszanych przez klub wniosków i postulatów. Zjazd jest zarazem przekonany, że w najbliższym czasie zostanie wznowione wydawanie polskim nadawcom zezwoleń na pracę radiostacji ruchomych, co w zasadniczym stopniu zwiększy użyteczność służby amatorskiej dla celów obrony cywilnej.

XIV Zjazd Polskiego Klubu DX dziękuje Zarządowi Oddziału Wojewódzkiego PZK w Lublinie i jego prezesowi SP8HNO oraz komitetowi organizacyjnemu z SP8CK na czele za trud włożony w przygotowanie i organizację zjazdu.

Nowo wybranemu zarządowi oraz wszystkim członkom klubu zjazd życzy owocnej pracy społecznej i jak najlepszych osiągnięć sportowych".

SP5HS

WIADOMOŚCI DX

- Niemal dokładnie w rok po pierwszym pojawieniu się w „eterze" w październiku 1980 r. znaku 1AØKM, siedziba kawalerów krzyża Maltańskiego w Rzymie została uznana za oddzielny kraj do DXCC. Na taką decyzję ARRL, gdzie przez rok sprawa stała w martwym punkcie, wpłynął niewątpliwie zawarty ostatnio traktat między Republiką Włoską a Zakonem, potwierdzający jego suwerenność państwową. Liczą się wszystkie QSO od początku pracy stacji 1KØKM, tj. od października 1980 r.; karty do akceptacji przez ARRL można nadsyłać od 1 stycznia 1982 r. Główny animator całej sprawy i QSL manager IØMGM zapewnia, że stacja ta będzie odtąd często aktywna szczególnie w weekendy wszystkimi rodzajami emisji i „all bands". Można się było o tym przekonać podczas ostatnich zawodów CQWW DX Contest.

- Uznanie 1AØKM powiększyło liczbę aktualnie liczących się krajów na liście DXCC do 319. Jest prawie pewne, że ulegnie ona ponownej zmianie od 1 stycznia 1982 r. wskutek połączenia się Senegalu (6W8) i Gambii (C5) w jedno państwo o nazwie Senegambia. Stacje C5 będą pracowały z prefiksem 6W8, na listę zostanie wpisany nowy kraj, natomiast dawne 6W8 i C5 zostaną skreślone.

- FB8WG pozostanie na Crozet przez rok. Rozpoczął pracę już od września, początkowo z małą aktywnością – kilka godzin w tygodniu, ze względu na nawał obowiązków związany z zainstalowaniem się na wyspie. Pracował wyłącznie z list głównie na 21 165 kHz, co przy ogromnej liczbie chętnych na zaliczenie tego od wielu lat nieczynnego kraju i małej dyscyplinie koniecznej przy tej formie pracy sprawiło, że o QSO nie było łatwo i wiele stacji czekało na swoją kolej przez kilka tygodni. Pod koniec stycznia George ma otrzymać wzmacniacz 1 kW i zapowiada zwiększoną aktywność także na CW. Karty należy wysyłać pod adresem (uwaga – adres w Call Booku błędny!): George de Marezz, Santa Severa 20228, Luri, Corsica, France.

- OE6VEL i OE1ETA podczas już drugiej kilkutygodniowej wyprawy po Pacyfiku, po aktywności z KH8, 5W1 i ZK2, nadawali we wrześniu ub.r. z Kiribati używając znaków T3ØBF i T3ØBG, z Nauru ze stacji klubowej C21NI oraz z Tuvalu jako T2VEL i T2ETA. Niestety nie udało im się jak planowali dostać na Line Island (T32). QSL na całą ich wyprawę wysyła Dieter Konrad OE2DYL, Bessarabierstrasse 39, A–5020 Salzburg, Austria.

- Niepowodzeniem po raz kolejny zakończyła się próba wyprawy na PYØ St. Paul i Peter's Rocks planowanej na wrzesień ub.r. Także i tym razem powodem był brak transportu, który obiecała zapewne brazylijska marynarka wojenna. Nowo mianowany dowódca, dowiedziawszy się, że chodzi wyłącznie o pracę stacji amatorskiej, odmówił zezwolenia na rejs wojskowy motorówki w tak niepoważnym według niego celu. Wyspa leży ponad 1000 mil od brzegów Brazylii i jako nie zamieszkała, nie ma żadnego stałego połączenia z lądem. Wyprawa będzie się starała dotrzeć na wyspę prywatnym jachtem, w terminie jeszcze bliżej nie znanym, najwcześniej w styczniu 1982 r.

- Wyprawa trzech operatorów szwajcarskich na Mellish Reef na Pacyfiku, którzy mieli dotrzeć tam w październiku, ub.r. została też odwołana i przełożona na czerwiec 1982 r.

Jedną z większych ekspedycji dx-owych przewidzianych na 1982 r. będzie wyprawa na meksykańską wyspę Revilla Gigedo, zaplanowana na drugi weekend maja. Organizatorom jest jak przed dwoma laty meksykański DX klub, stąd też będzie ona używała znaku XF4MDX. Czas pracy przewidziano na 5 dni.

Naukowa wyprawa niemiecka w rejon Antarktydy ma m.in. prowadzić badania na wyspie Bouvet'a (3Y). Wśród naukowców jest krótkofalowiec, który stara się o zezwolenie na pracę amatorską. Jest to duża szansa, gdyż Bouvet ze względu na położenie jest osiągalne dla amatorów tylko przy okazji ekspedycji naukowych. Program wyprawy nie jest jeszcze w pełni ustalony, stąd też nie wiadomo, czy nastąpi ona podczas tej, czy następnej zimy.

Z Svalbardu, z polskiej stacji naukowej jest czynny od jesieni Andrzej SP2BHZ/JW. Pracuje SSB i CW na wszystkich pasmach KF z dobrym sygnałem. Obowiązki radiooperatora stacji polarnej będzie pełnił do lipca 1982 r. Pamiętamy go jako operatora bazy na King George HFØPOL. Tym razem jego QSL managerem jest SP2ESH.

Znane małżeństwo Colvinów znowu jest słyszane na pasmach. Tym razem ich wyprawa potrwa aż sześć miesięcy, będzie jednak w mało ciekawych dx-owo krajach. Zaczęli w połowie października ub.r. od pracy z Barbados pod znakiem 8P8QL, podczas CQWW DX Contestu byli czynni jako 4A2Q. Odwiedzą kolejno 9Y4, 8R1, P2, FY, i PJ2. QSL via Yasme.

W trudno osiągalnej drugiej strefie obejmującej północne rejony Kanady VE8 pracuje stale kilka stacji klubowych, których operatorami są załogi stacji meteorologicznych. Mają one prawo używać sprzętu amatorskiego nawet wtedy, gdy aktualnie nie ma na stacji żadnego licencjonowanego radioamatora. Stąd też często jest problemem uzyskanie karty QSL od którejś z tych stacji. Albo operator jest tym w ogóle niezainteresowany, albo karta wysłana przez biuro dociera już po zmianie załogi na stacji. Do najczęściej słyszanych należy VE8ML z osiedla Alert, które jest najbardziej na północ wysuniętym (82°N, 62°W) punktem zamieszkałym stale przez ludzi, z 200 mieszkańcami w zimie i 300 w lecie. Znajduje się na północnym krańcu wyspy Ellesmere. Inne stacje to VE8MTD Coral Harbour – wyspa Southampton, VE8HB Hall Beach – płw. Melville'a, VE8MC Mould Bay – wyspa Księcia Patricka, VE8MA Eureka – wyspa Ellesmere, VE8MB Resolute Bay – wyspa Cornwallis, VE8MTB Baker Lake – Terytorium Północno-Zachodnie. VE8MC znajduje się w strefie 1, pozostałe stacje w strefie 2. QSL managerem wszystkich wymienionych stacji jest Peter G. Gamble VE4TZ, 295 Harcourt Street, Winnipeg Man. R3J 3H4 Kanada. Logi docierają do niego regularnie dzięki podróżom syna, który jako inspektor kanadyjskiego Wheather Bureau odwiedza każdą stację przeciętnie dwa razy w roku, jednocześnie uaktywniając je w „eterze". VE4TZ zawiadamia, że od 1981 r. przestał wysyłać karty przez biuro. Od chętnych otrzymania QSL oczekuje zaadresowanej koperty wraz z IRC.

Po niefortunnej aktywizacji Birmy bez legalnego zezwolenia, Japończycy próbują postępować podobnie w innych krajach. Trzech operatorów japońskich nadawało przez tydzień z Andamanów pod znakiem VU7AN – według wiarygodnych danych bez ważnej licencji. JF1IST/VS9K podawał QTH Kamaran, łamał swój znak także przez 4W1. Wyspy Kamaran należą formalnie do Jemenu Południowego, są jednak od wielu lat okupowane przez Jemen Północny. J28AZ twierdzi, że uzyskanie licencji jest tam w ogóle niemożliwe, jako że jest to teren wojskowy 4W1 i jedynie licencja wydana przez Jemen 70 może być uznana przez ARRL.

Po wielu latach przerwy wyspa Crozet jest znów słyszana w „eterze". Od listopada przez rok będzie tam przebywał FB8WG w większości pracując na CW. Używa transceivera TS830 i anteny rombowej. Karty QSL wysyła jego żona F2CL.

K7LAY/BY nadawał we wrześniu ub.r. kilkakrotnie z Szanghaju, za każdym razem przeprowadzając po dwa QSO, na tyle bowiem miał zezwolenie. Celem była demonstracja pracy amatorskiej władzom chińskim. Z drugiej strony w próbach uczestniczyła grupa dx-owa z W7 z W7PHO na czele. Przebywający w ChRL VE7BC i VS6CT z Hong-Kongu twierdzą, że reaktywacja krótkofalarstwa w Chinach jest już bliska. Pierwszym krokiem ma być uruchomienie dawnej stacji klubowej w Pekinie BY1PK.

W połowie września ub.r. była osiągalna Wallis Island, dzięki wyprawie trzech operatorów z FK8 pracujących pod znakami FWØBE, FWØBF i FWØBK emisjami CW, SSB i RTTY. Na Manihiki był aktywny ZK1DG, operatorem był VK2JO, który prosił o karty QSL via VK2NMM. Na Willis Island na kolejnej sześciomiesięcznej zmianie na stacji meteo zaczął pracować VK9ZG. Z Campbell Island od listopada ub.r. przez kilka miesięcy nadaje ZL4OY/A. Na Chatham przez rok ma przebywać ZL3PR/C. Na Kure Island przez kilka tygodni przebywał KH6LW/KH7 i WBØICS/KH7. CEØAA była ekspedycją klubu chilijskiego na Wyspę Wielkanocną, QSL via biuro CE.

Z Wyspy Rudolfa należącej do archipelagu Franciszka Józefa rozpoczęła nadawanie stacja UA1PAM, wyłącznie na CW. Nadal czynna jest z głównej wyspy tego archipelagu stacja UK1PGO. Z tych rejonów nadawała we wrześniu ub.r. ekspedycja RK9X/1, a z lodów Oceanu Lodowatego była słyszana stacja UPOL22. Z polskiej bazy antarktycznej HFØPOL nadal nadawała wyłącznie telegrafią, ale już także na wyższych pasmach – 14 i 21 MHz. Dobra, szybka praca operatorska, atrakcyjność znaku i kraju skupia zawsze na jej częstotliwości dużą liczbę stacji. Nowe karty od HFØPOL są wysyłane już od września ub.r.

W związku z uzyskaniem 21 września 1981 r. niepodległości, Belize zmieniło znak VP1 na J9.

Jak dotąd, ARRL nie uznała za oddzielny kraj siedziby Zakonu Rycerzy Krzyża Maltańskiego, skąd kilkakrotnie już pracowała stacja 1AØKM. Sprawa nie ma ciągle ostatecznego rozstrzygnięcia, a problem polega na tym, czy terytorium, którym włada zakon w Rzymie, można uznać za suwerenne państwo, a za takie uznaje je 61 państw świata, skoro jest nie uznawane przez pozostałe, w tym przez USA i ZSRR. ARRL stara się rozwiązać ten dylemat już od blisko roku.

Warto w tym miejscu przytoczyć opublikowaną w jednym z ostatnich numerów QST listę stacji nie uznawanych do DXCC. Są to wszystkie stacje A6 po 11 lutego 1979 r. łącznie z aktywnym A6XJA, wszystkie stacje z Walvis Bay, K4YT/5R8, KV4KV/D, TG7AA, TH8JM (TL8JM jest OK!), VR1BE/KH1, 4W2AA, 7Z2AP, 9U5DS, 9U5JM, J8JN/FH8, F8KGU/TL8. Za udowodnioną pracę z pokładów statków zdyskwalifikowane są stacje: J3AAE, J3ABD, WØXR/VP2V, WB8HUP/VP2V, ZB2A, ZB2FU, ZB2GM, 604LS. Uznana natomiast została, po otrzymaniu dodatkowych dokumentów, cała aktywność 6OØDX nie zaliczana dotąd przed 28 lipca 1980 r.

VU2TN twierdzi, że posiada zezwolenie na wjazd i nadawanie z Lakkadiwów, trudno dostępnych dla nietubylców ze względu na ograniczenia w ruchu z zewnątrz, jakie od lat stosuje rząd indyjski. Ostatnia wyprawa dx-owa VU2KV pracowała stamtąd w końcu lat sześćdziesiątych i kraj ten znajduje się na 5 miejscu na tegorocznej liście trudno osiągalnych krajów. VU2TN nie jest jeszcze w stanie podać terminu, kiedy się tam wybiera, przyrzekł jednak, że w odpowiednim czasie zawiadomi o tym wszystkie sieci dx-owe.

SP5HS

QSL via:

A4XGK	– K2RU	TJ1GH	– DL1HH
A6XJA	– PAØLP	VP2MH	– W8HM
A71AE	– DL4NW	VP8AGX	– G4JDT
A9XDD	– K7DVK	VP8AJM	– KØJW
AH2AI	– WA3HUP	VP8QG	– WA4JQS
CN8AT	– OE3NH	VP8QI	– G4CHD
FK8CE	– K2QR	VS6GZ	– OE1HGC
FMØEOM	– F2VT	ZF2CZ	– WA2UFI
FWØBE	– ZJ9ZB	3B8LH	– DLØLH
FWØBF	– DJ9ZB	3C1AB	– EA1QF
FWØBK	– FK8DJ	4A2Q	– XE2AQ
JV3OSH/5R8	– JV3MUC	8P8OR	– K5MHZ
K8NOQ/VP2A	– W9SWM	9G1JZ	– DB8GF
KA2MZS/SV9	– WB5WLH	9M8PW	– G3DXC
NH6D/KH4	– NH6D	9X5DR	– ON4TU
T32AB	– N7YL	9X5SL	– DL8DF
T32AF	– JA1NVG		

SP5BT



IARU Region I calling

THE INTERNATIONAL AMATEUR-RADIO-UNION

WIADOMOŚCI

- Aktywną działalność rozwinęła powołana na konferencji w Brighton nowa, stała grupa robocza do spraw uniwersalnej, międzynarodowej licencji amatorskiej, zwana „Common Licence Group". Jej celem jest doprowadzenie do uznawania przez wszystkie kraje I Regionu licencji wydanej przez jeden z krajów członkowskich, a więc upodobnienia licencji amatorskiej do międzynarodowego prawa jazdy. Sprawa jest bardzo trudna, zależy od dobrej woli poszczególnych administracji telekomunikacyjnych, na drodze stoją zarówno uprzedzenia jak i różnice polityczne. Pewno dlatego, w myśl przysłowia „gdzie diabeł nie może...", na czele grupy roboczej stanęła energiczna panna Rossella Spadini I1RYS. Na pierwszy ogień grupa robocza wzięła sprawę wzajemnego uznawania licencji w pasmach UKF. Jak dotychczas, Polski Związek Krótkofalowców nie mianował swego przedstawiciela do powyższej grupy roboczej.
- Popularna stacja klubowa 4U1ITU (liczona jako odrębny kraj!) zainstalowana w gmachu Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej w Genewie, jest zawsze dostępna do pracy dla odwiedzających ją licencjonowanych nadawców z wszystkich krajów. Jednakże począwszy od 1981 r., w celu zebrania funduszów na obsługę i konserwację stacji, pobierane są opłaty w wysokości 10 franków szwajcarskich za każdorazową pracę na stacji i 30 franków za pracę w zawodach. Od opłat zwolnieni są członkowie Międzynarodowego Klubu Krótkofalowców (International Amateur Radio Club) działającego przy ITU. Roczna składka członkowska w klubie wynosi 30 Fr., członkowstwo dożywotnie 150 Fr., zaś dożywotnie członkowstwo z tytułem „ambasadora" – 500 Fr. (Tu żartobliwa dygresja – w czasie rozbiorów w Galicji też sprzedawano tytuły radców dworu i ambasadorów!).
- Ostatni Biuletyn I Regionu IARU na trzech stronach zamieszcza wyniki poprzedniego Europejskiego Polnego Dnia KF. Wśród setek uczestniczących stacji ruchomych jest wiele z krajów socjalistycznych: Czechosłowacji, Węgier, Rumunii, Jugosławii. Nie ma natomiast ani jednej stacji polskiej.

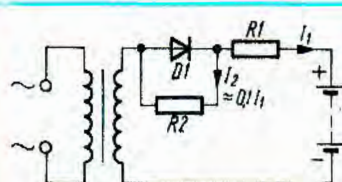
SP5HS

Regeneracja ogniw i baterii

Coraz wyższe ceny, a także obecne trudności z zakupem baterii powodują, że warto zainteresować się sposobami przedłużenia ich żywotności. Nie wszyscy zresztą wiedzą, że taka możliwość w ogóle istnieje. Sprawą warto się zająć także i z tego powodu, że stosowanie regeneracji na większą skalę przyczyniłoby się do oszczędności deficytowych materiałów, np. cynku.

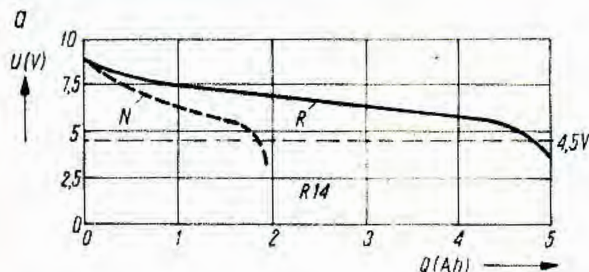
Sposób regenerującego ładowania ogniw i baterii opatentował już dość dawno, bo około 25 lat temu, holender Ernst Beer. Metoda polega na ładowaniu częściowo rozładowanej baterii prądem w zasadzie jednokierunkowym, ale z niewielkim „udziałem" około 10% prądu płynącego w przeciwnym kierunku. Można mówić o ładowaniu asymetrycznym prądem zmiennym.

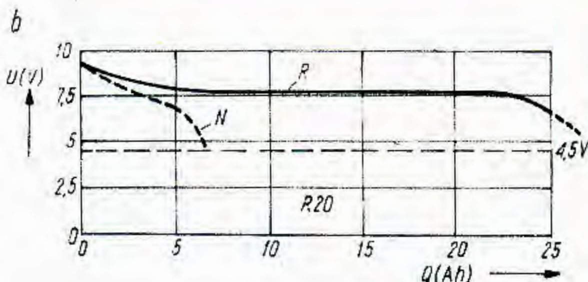
Próbuje się wytłumaczyć zjawisko regeneracji w sposób następujący. W ogniwie Leclanche'a, tzw. suchym, a takie właśnie ogniwa są najczęściej obecnie stosowane, podczas rozładowywania cynk wchodzi w reakcję z elektrolitem. Grubość cynkowego kubka, który jest ujemną elektrodą, zmniejsza się; po pewnym czasie w ściankach kubka powstają dziury, wskutek czego elektrolit wydostaje się na zewnątrz i ogniwo wysycha. Podczas ładowania regeneracyjnego zachodzi odwrotny proces, mianowicie cynk z powrotem osadza się na ściankach kubka, a ogniwo odzyskuje pierwotną zdolność do pracy. Jeżeli ogniwo jest regenerowane przez ładowanie prądem stałym, to cynk osadza się nierównomiernie, ścianki kubka mają niejednakową grubość, co przyspiesza powstawanie dziur w czasie dalszej pracy ogniwa i szybkie jego zużycie. Podczas ładowania ogniwa asymetrycznym prądem zmiennym cynk odkłada się bardziej równą warstwą, co zdecydowanie przedłuża później czas życia baterii. Układ do ładowania regeneracyjnego asymetrycznym prądem zmiennym jest bardzo prosty (rys. 1). W jednopołówkowym prostowniku dioda jest połączona równolegle z rezystorem R2, przy czym R2 ≈ 10 R1, dzięki czemu zostaje spełniony warunek, że prąd ładowania I1 jest 10 razy większy niż prąd wsteczny I2.



Rys. 1. Schemat podstawowego układu ładowania baterii

Sprawa regeneracji ogniw i baterii nie jest jednak tak prosta i jednoznaczna, jak ją tu przedstawiono. Podobnie i poglądy co do skuteczności regnerowania różnią się w zależności od źródła podającego informację. Problemem tym zajmowała się w swoim czasie na skalę przemysłową firma Telefunken, która produkowała kilka typów odbiorników turystycznych z wbudowanym układem do regeneracji baterii.





Rys. 2. Charakterystyki rozładowywania ogniw
a – przebieg rozładowywania baterii ogniw R14,
b – przebieg rozładowywania baterii ogniw R20 N ogniwa nie regenerowane, R – ogniwa regenerowane

Na podstawie przeprowadzonych badań, przedstawiciele Telefunkena twierdzą, że sumaryczna pojemność ogniwa zwiększa się dzięki ładowaniu regnerującemu, w przypadku ogniwa R14 trzykrotnie, a w przypadku ogniwa R20 nawet czterokrotnie. Świadczą o tym charakterystyki rozładowywania baterii, przedstawione na rys. 2. Niektóre źródła podają, że pojemność ogniwa może wzrosnąć dziesięciokrotnie, a nawet dwudziestokrotnie.

Przedstawiciele firmy Telefunken uważają ponadto, że nie ma większego znaczenia, czy ogniwo jest regenerowane przez ładowanie asymetrycznym prądem zmiennym, czy też prądem stałym. Różnice w danych dotyczących efektów regeneracji można tłumaczyć tym, że eksperymentowano z bateriami różnych producentów, baterie ładowano i rozładowywano różnymi prądami z różną częstotliwością. Natomiast wszyscy autorzy są zgodni co do tego, że regenerowanie zwiększa żywotność ogniw.

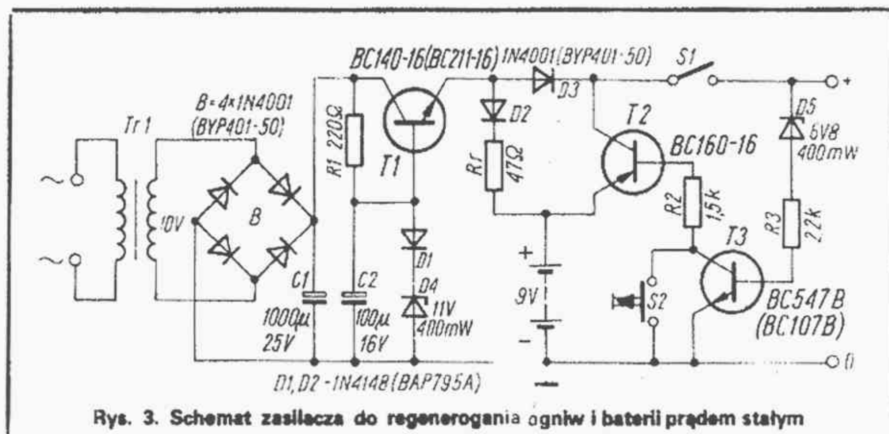
Zachodnioniemiecka firma Varta, znana z produkcji baterii, również prowadziła doświadczenia nad regenerowaniem i w oparciu o uzyskane z doświadczeń wyniki podała szereg wskazówek dotyczących ładowania.

Oto one:

- Ogniwo nadmiernie zużyte nie nadaje się do regeneracji. Pierwsze dziury w kubku cynkowym powstają w ogniwie rozładowanym tak, że napięcie jest mniejsze niż 1,3 V.
- Napięcie ogniwa podczas ładowania nie powinno przekroczyć wartości 1,7 V.
- Prąd ładowania powinien wynosić 1/4 do 1/3 wartości prądu wyładowania dopuszczalnego dla danego typu ogniwa. Można przyjmować prąd ładowania: max 70 mA dla ogniw R14 i max 100 mA dla ogniw R20.
- Czas regeneracji powinien być 4,5...6 razy dłuższy niż czas wyładowania, ze względu na niewielką sprawność ładowania.
- Regenerowanie należy przeprowadzić zaraz po wyładowaniu, bowiem od tego zależy w dużym stopniu skuteczność regeneracji.
- Podczas wyładowywania nie należy wykorzystywać więcej niż 10% nominalnej pojemności ogniwa.

Nic nie stoi na przeszkodzie, aby ładowaniu regeneracyjnemu poddawać ogniwa połączone szeregowo w baterie, a więc np. zestawy o napięciu 7,5 V lub 9 V, używane najczęściej do zasilania odbiorników turystycznych, magnetofonów kasetowych itp.

Jeżeli odbiornik bateryjny ma wbudowany zasilacz sieciowy, to można próbować wykorzystać ten zasilacz do regenerowania baterii, trzeba jednak pamiętać, aby dostarczał on właściwego napięcia i prądu. Na przykład do ładowania baterii o nominalnym napięciu 9 V, złożonej z 6 ogniw, zasilacz powinien dostarczać napięcia nie większego niż 6×1,7 V = 10,2 V i oczywiście nie mniejszego niż 9 V, bo w tym ostatnim przypadku baterii nie dałoby się naładować nawet do napięcia nominalnego 6×1,5 V 9 V



Rys. 3. Schemat zasilacza do regenerogania ogniw i baterii prądem stałym

Można oczywiście skonstruować, w oparciu o podane poprzednio wskazówki, specjalny zasilacz umożliwiający ładowanie baterii prądem stałym, wyposażony w układ zapobiegający nadmiernemu rozładowaniu baterii i w układ automatycznego dołączania baterii do odbiornika po odłączeniu od napięcia sieci (rys. 3). Zasilacz dostarcza napięcia 9 V i może być obciążony prądem maks. 0,5 A. W przypadku zasilania z sieci bateria jest ładowana prądem płynącym przez diodę D2 i rezystor Rr. Do odbiornika płynie prąd przez diodę D3. Tranzystor T2 nie pracuje, ponieważ napięcia na kolektorze i emiterze są prawie jednakowe. Po wyłączeniu zasilania sieciowego tranzystor T2 zaczyna przewodzić dołączając w ten sposób baterię do odbiornika. Jeżeli jednak napięcie baterii zmniejsza się do wartości około 7,3 V, przestanie płynąć prąd przez diodę Zenera D5. Spowoduje to zatkanie tranzystora T3, a tym samym zanik prądu bazy tranzystora T2, a więc i jego zablokowanie. Dioda D2 nie pozwala, aby baterie dostarczały teraz prąd do odbiornika poprzez rezystor Rr. W razie potrzeby można nadal zasilać odbiornik z baterii, wystarczy w tym celu zewrzeć wyłącznik S2, unieruchamiając układ ograniczający.

Zainteresowani zagadnieniem regeneracji baterii znajdą szczegółowe informacje na ten temat w miesięczniku „Funkamateur".

..J"

LITERATURA

1. „Funkamateur" nr 1/1976, 2...8/1979
2. „Elektor" nr 1/1981

Harcerskie lato 1981 – *cd. ze str. 24*

dobrych operatorów, mogłyby być organizowane na fonii z preferencją pasm 144 i 28 MHz.

Jak najszybciej powinien być wydany podręcznik amatorskiej łączności użytkowej, oparty na procedurze międzynarodowej IARU, tak aby był dostępny na każdej stacji. W ciągu roku harcerskiego powinno się odbywać systematyczne szkolenie kadry w postaci przeprowadzonych raz w tygodniu ćwiczeń w pasmie 3,5 MHz.

Centralna stacja ZHP SP5ZHP powinna podczas akcji letniej utrzymywać w wyznaczonych godzinach nasłuch na „harcerskiej" częstotliwości w pasmie 3,5 MHz, tak aby była osiągalna dla wszystkich stacji obozowych. Ponadto powinna codziennie nadawać komunikaty organizacyjne, przede wszystkim na telegrafii, docelowo również i na RTTY (dalekopisem), lekcje telegrafii, wykazy stacji dla których ma do nadania informacje, itp.

Kręgi stacji ZHP powinny być prowadzone minimum 2 razy w tygodniu. Wymaga to oczywiście właściwego wyposażenia sprzętowego stacji przy GK ZHP, jak również dobrania zespołu operatorów.

Rok harcerski powinien być wykorzystany w klubach do budowy prostych akumulatorowych transceiverów homodynowych, zaspokajających podstawowe wymagania łączności użytkowej i szkolenia. Koszt takiej radiostacji zamyka się kwotą 3 do 5 tys. zł; wykonanie umożliwia opis zamieszczony w wydanej broszurze harcerskiej nawet przez mało zaawansowanych. Kluby słabsze oraz nowo powstające powinny zapewnić sobie opiekę instruktora z zaprzyjaźnionego klubu PZK czy LOK, dobrego operatora, oraz przystąpić do energicznej nauki telegrafii.

Do usłyszenia podczas harcerskiego lata 1982! 73! – CZUWAJ

Hm. Andrzej Pelczar-SP9ADU

POMYSŁ i REALIZACJA

Proponujemy Wam, Drodzy Czytelnicy nową formę prezentowania Waszych pomysłów, które sprawdzone i zrealizowane stanowiły pewien krok przy podejmowaniu większych zamierzeń i projektów. Pomysły mogą dotyczyć sprzętu powszechnego użytku i urządzeń elektroniki profesjonalnej, a szczególnie zastosowań elementów półprzewodnikowych, scalonych układów analogowych i cyfrowych oraz innych elementów elektronicznych. Pomysły te są często Waszym osiągnięciem i osobistym małym sukcesem. Czasem trudno je przedstawić w formie publikacji lub artykułu. Mogą też nie spełniać wymagań patentowych. Są jednak ważne i mogą być przydatne dla innych. Prosimy o nadsyłanie propozycji do naszej redakcji z dopiskiem POMYSŁ i REALIZACJA. Podstawową zasadą jest zwięzłość formy i treści. Najbardziej wartościowe pomysły będziemy publikować, a ich autorzy otrzymają nagrody.

Przewidujemy wybór „pomysłu roku", który będzie wyróżniony specjalną nagrodą.

Czekamy na Wasze listy!

Tytułem przykładu publikujemy dwie pierwsze propozycje.

Sygnalizator uszkodzenia świateł i przełącznika „stop" w samochodzie

Opisany poniżej prosty sygnalizator uszkodzenia świateł i przełącznika „stop" jest bardzo przydatnym układem w samochodzie, gdyż kierowca przed wyruszeniem w drogę i bez wysiadania z samochodu może sprawdzić stan techniczny wspomnianych elementów.

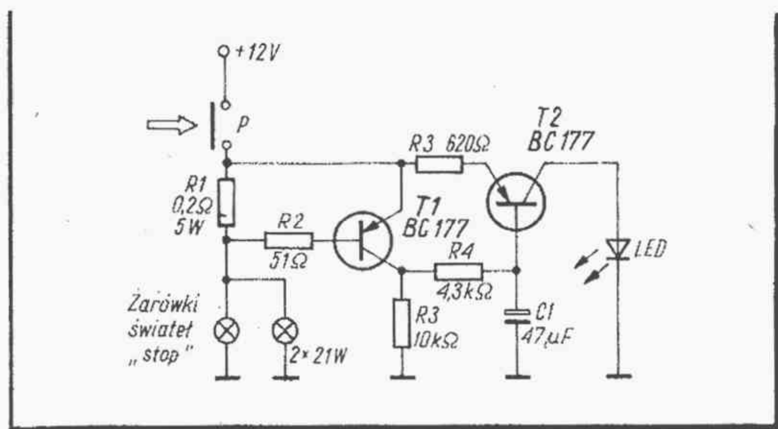
Układ sygnalizatora jest przedstawiony na rysunku.

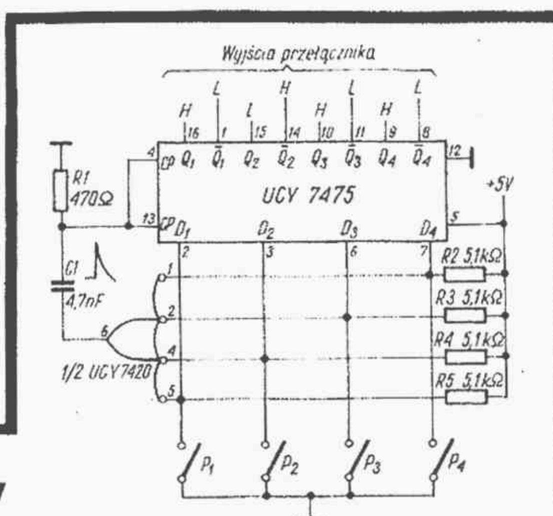
Przy wciśniętym pedale hamulca dzięki włączonemu przełącznikowi P prąd z akumulatora płynie przez rezystor R1 i żarówki świateł „stop". Spadek napięcia na rezystorze R1 powoduje przewodzenie tranzystora T1 i zablokowanie tranzystora T2. Jeżeli żarówki świateł „stop" są dobre, to dioda LED nie świeci. Natomiast jeśli włókno jednej żarówki jest przepalone, to spadek napięcia na rezystorze R1 jest zbyt mały, aby tranzystor T1 przewodził. W efekcie przez tranzystor T2 płynie prąd i dioda LED sygnalizuje awarię świateł.

Dzięki zastosowaniu rezystora R4 i kondensatora C1 przy każdym naciśnięciu pedału hamulca (i włączeniu przełącznika P) będzie pojawiać się błysk świetlny diody LED. Stała czasowa jest tak dobrana, że czas jego trwania wynosi około 1 sekundy. Brak błysku oznacza uszkodzenie przełącznika P.

Spadek napięcia na rezystorze R1, wynoszący około 0,7 V, nie powoduje słabszego świecenia żarówek świateł „stop", gdyż w czasie jazdy przy pracującej prądnicy napięcie na akumulatorze wynosi około 14 V.

Marek Marcinkowski i Krzystof Kontek.





Cyfrowy zależny przełącznik elektroniczny

Przełączniki elektroniczne w porównaniu z przełącznikami mechanicznymi mają wiele zalet, do których można zaliczyć: zwiększenie niezawodności, wynikające z braku mechanicznych elementów przełączających, możliwość zdalnego sterowania, możliwość przełączania automatycznego.

Przełączniki stosowane są na ogół w zespołach, które mogą być dwojakiego rodzaju: niezależne, gdy dowolna liczba przełączników z zepołu może znajdować się jednocześnie w stanie czynnym, oraz zależne, gdy tylko jeden przełącznik z zespołu powinien znajdować się w stanie czynnym. W układach zależnych cyfrowych przełączników elektronicznych stan czynny może być zdefiniowany jako wysoki (H) poziom logiczny tylko na jednym z wyjść układu, podczas gdy na pozostałych wyjściach są poziomy niskie (L) lub odwrotnie.

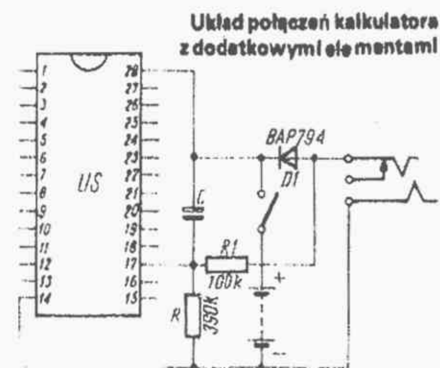
Zależny przełącznik elektroniczny, którego schemat jest przedstawiony na rysunku, składa się z układu scalonego UCY7475 i 1/2 UCY7420 oraz przycisków od P1 do P4. Po przyciśnięciu jednego z przycisków, na wyjściu 6 bramki układu scalonego UCY7420 pojawia się skok napięcia do poziomu L do H, a jego czoło jest następnie różniczkowane w układzie R1, C1, w wyniku czego powstaje krótki impuls zegarowy. W czasie trwania impulsu zegarowego stany logiczne istniejące na wejściach trwania informacyjnych (D) są wpisywane do przerzutników. Ponieważ tylko na wejściu informacyjnym zwieranym do masy jest poziom niski, a na pozostałych wysoki, więc stan czynny otrzymuje się tylko na wyjściu przerzutnika wybranego za pomocą przycisku. Jeżeli korzysta się z wyjść Q układu, to stanem czynnym będzie poziom niski L, a jeśli z wyjść $\bar{Q}$ – stanem czynnym będzie poziom wysoki H.

Ryszard Andrzejak

Usprawnienie działania kalkulatora

Stosowane w kalkulatorach wskaźniki z diodami pobierają podczas świecenia znaczny prąd. Dlatego, aby zapobiec nadmiernemu wyładowaniu baterii, stosowane jest wygaszanie wskazań po zakończeniu obliczeń. W polskich kalkulatorach czas, jaki upływa od ostatniego naciśnięcia klawisza do wygaszenia wyświetlacza wynosi około jednej minuty. Jest to czas zbyt długi przy korzystaniu z baterii, a poza tym przy zasilaniu z sieci nie ma potrzeby wygaszania wskazań.

Opisane usprawnienie można zastosować w dowolnym kalkulatorze, wyposażonym w układ scalony MC74007N lub jego odpowiednik (Brda, Bolek). Po przeróbce kalkulator ma następujące cechy:
- wygaszanie wskazań następuje już po ok. 13 sekundach od ostatniego naciśnięcia klawisza,
- podczas korzystania z zasilacza wygaszanie nie występuje,
- kalkulator jest załączony natychmiast po włożeniu wtyku zasilacza (wbudowany wyłącznik działa tylko przy korzystaniu z baterii).



Układ połączeń kalkulatora z dodatkowymi elementami

Praktyka wykazała, że tak krótki czas wyświetlania wyników jest zupełnie wystarczający, a eliminacja wyłącznika kalkulatora przy sieciowym zasilaniu okazała się cenną zaletą.

Na rysunku przedstawiono fragment schematu kalkulatora po wprowadzeniu zmian. Dodatkowymi elementami są R1 i D1. Skrócenie czasu wyświetlania uzyskano przez zamianę rezystora R 3,9 MΩ włączonego między końcówkę 14 i 17 układu scalonego, na rezystor o wartości 390 kΩ. Dodatkowy rezystor R1 zwiera kondensator elektrolityczny C podczas korzystania z zasilacza, nie dopuszczając do nadmiernego obniżenia napięcia na końcówce 17, a tym samym do wygaszenia wskazań kalkulatora.

Dioda D1 odłącza rezystor R1 od baterii, co umożliwia ładowanie się kondensatora C z szybkością zależną od jego pojemności i rezystancji R, obniżenie się napięcia na końcówce 17 układu scalonego i w efekcie wygaszenie wyświetlacza. Spadek napięcia na diodzie D1 przy zasilaniu zewnętrznym nie ma istotnego wpływu na pracę kalkulatora.

Kazimierz Pomierny

LITERATURA

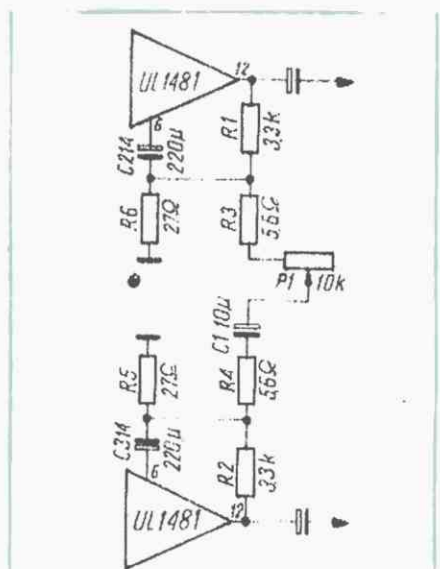
Szukiel A. – Kieszonkowe kalkulatory elektryczne BRDA 10U, 11U. RIK 1/78

Pogłębienie

Firma Grundig dostarczyła na rynek radio-magnetofon stereofoniczny typu RR 9900. Urządzenie zawiera pełnozakresowy odbiornik radiofoniczny z programowaniem w zakresie UKF, magnetofon kasetowy oraz dwa głośniki szerokopasmowe. Wszystko jest zawarte w jednej obudowie (analogicznie jak w „Klaudii" produkcji Zakładów ELTRA).

Układy elektryczne odbiornika radiowego i magnetofonu są konwencjonalne. Nowością jest układ do pogłębienia efektu stereo – tzw. „super stereo", zarówno przy odtwarzaniu zapisu, za pomocą magnetofonu jak i przy odbiorze audycji radiowych. Po zapoznaniu się ze schematem okazało się, że nowością jest bardzo proste udoskonalenie wzmacniacza mocy pracującego z układami scalonymi będących odpowiednikami układów UL1481.

W wyniku dodania kilku elementów (R3, R4, C1, P1 na schemacie) zmienia się ujemne sprzężenie zwrotne. Część sygnału pobieranego z wyjść wzmacniacza (rezystory R1 i R2) wpływa na układ wzmacniacza drugiego kanału (lewy na prawy i odwrotnie). Stopień tego wpływu jest regulowany potencjometrem P1. Rezystory R3, R4 wprowadzają określone minimum rezystancji w skrajnym położeniu potencjometru P1. Kondensator C1* zabezpiecza przed przedostaniem się składowej stałej płynącej w gałęzi ujemnego sprzężenia zwrotnego do sąsiedniego układu i wpływa na otrzymywane brzmienie dźwięku. Warto nadmienić, że przy załączonym układzie (potencjometr w położeniu minimum) dość znacznie zwiększa się poziom szumów.



Schemat układu „super stereo" zastosowanego w radiomagnetofonie RR 9900

* Jeżeli stosuje się zwykłe kondensatory elektrolityczne, to należy połączyć szeregowo ale biegunami ujemnymi dwa kondensatory o pojemności 15...20 µF.

Wrażenie przy odsłuchu (pomimo zwiększenia się poziomu szumów) jest więcej niż zadowalające. Sygnały, które zwykle słyszy się ze środka urządzenia, teraz jakby rozpływały się w prawym i lewym głośniku, chociaż „środek" jest nadal dobrze słyszalny. Natomiast sygnały skrajne są silniej uwydatniane (więcej sopranów). Tony niskie są nieco osłabione, ale można to skorygować w pewnym stopniu potencjometrem regulującym barwę dźwięku.

Ogólnie biorąc zwiększa się głębokość obrazu dźwiękowego audycji.

Biorąc pod uwagę prostotę układu i korzystny efekt jaki on wprowadza, warto go zastosować w odbiornikach, magnetofonach i gramofonach posiadających wzmacniacze m.cz. z układami UL1481 (np. „Duet", „Julia").

Zastosowanie układu jest celowe przede wszystkim w tych przypadkach, gdy baza odsłuchu stereofonicznego (odległość między głośnikami) jest mała.

Paweł Grześkowiak

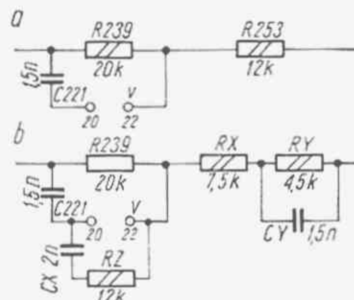
LITERATURA

1. Schemat radiomagnetofonu RR9900
2. Rudnicki C., Gomuła R. – Analogowe układy scalone w sprzęcie radio-telewizyjnym. WKŁ, 1980.

Zmiana barwy dźwięku w magnetofonie M2408 SD

W swoim magnetofonie szpulowym M2408 SD dokonałem zmiany w układzie wzmacniaczy, które – w moim odczuciu – znacznie podwyższają poziom zapisu tonów wysokich w stosunku do niskich, przy obu prędkościach przesuwu taśmy. Porównując amatorsko barwę dźwięków nagranych z wysokiej jakości płyt gramofonowych, z dźwiękiem przy bezpośrednim odtwarzaniu płyt, nie odczuwam teraz istotnych różnic, szczególnie przy prędkości przesuwu taśmy 19,05 cm/s. Wprowadzone zmiany w jednym z kanałów (lewym) przedstawiono na rysunku. Wartość opornika Ry = 4,5 kΩ jest minimalna, nie powinna jednak przekraczać 5,6 kΩ, gdyż za bardzo byłyby wyeksponowane wysokie tony.

Damian Plaga



ogłoszenia

Zestaw do samodzielnego wykonywania obwodów drukowanych (laminat, odczynniki, instrukcja) wysyłam za zaliczeniem pocztowym. Zestaw 220 zł. Zamówienia kierować: Krawczyński, 90-950 Łódź 1, skr. poczt. 344. EO/522/K/81

Głowice zintegrowane, adaptory naprawiam (roczna gwarancja). Mgr inż. Adam Skubis, ul. Jagiełły 29, 44-200 Rybnik (można przesłać pocztą). EO/1397/K/81

Sprzedam dużą ilość części elektronicznych, książek o tematyce radioelektronicznej, Radio (ZSRR), Radioamatora, Funktechnik, Amaterske Radio. Wykaz po przesłaniu koperty ze znaczkiem. Henryk Karolczyk, ul. Dzierżyńskiego 7/6, 64-920 Piła. EO/786/K/81

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/81

Układy scalone U401B 2 szt. oraz z układem aplikacyjnym A-3-8600 1 szt. kupię. Marek Wójcik, ul. Kałużewskiego 3B/2, 98-250 Zduńska Wola. EO/843/K/81

Kupię miesięczniki „Radioamator" z lat 1950–79, radzieckie „Radio" z lat 1970–78 oraz miesięcznik „Elektronika" z lat 1960–1980. Henryk Karolczyk, 64-920 Piła, ul. Dzierżyńskiego 7/6. EO/769/K/81

Kupię układ TCA4500, Andrzej Miga, Kędzierzyn-Koźle 47-220, ul. P. Skargi 3E/4. EO/771/K/81

Kupię oscyloskop, miernik tranzystorów, mostek RLC, nowoczesny wykrywacz metali (lub schemat), katalogi układów scalonych, kwarce i książki o krótkofalarstwie, RTV i podobne. Józef Olszewski, ul. Katowicka 12/41, 44-335 Jastrzębie. EO/761/K/81

Kupię roczniki „Młody Technik" sprzed 1969 roku. W ofertach proszę podać cenę. Andrzej Kaleta, Czatkowice Górne 181, 32-065 Krzeszowice. EO/757/K/81

Pilnie kupię zespół diod pojemnościowych BB113, tranzystor ZSK-41, kwarc 10,235 lub 11,35, filtry 1-34F-1 2 sztuki, 3-23A4 4 sztuki, FCD-465-7-36, FCM-10,7 oraz korpusy cewek z rdzeniami od odbiornika telewizyjnego „Libra" z toru pośr. cz. 10 szt., drut Ø 0,4 w emalii 1,5 m, Ø 0,5 w izolacji igelitowej 1,5 m. Oferty kierować wraz z ceną: Henryk Kajstura, 43-436 Górki Wielkie 370. EO/850/K/81

Kupię komplety roczników RA od 1946–1979 r. Płacę za 1 szt. 10 zł. A. Kapuściński, Grodzka 6 m. 4, 09-400 Płock. EO/848/K/81

Płytki drukowane, uniwersalne. Do wszystkich typów układów DIL, przewiercone, otwory Ø 1, kilkaset/dcm², raster calowy. Ceny od kilkudziesięciu złotych. Płytki SONDY LOGICZNEJ TTL (95 zł) oraz innych prostych projektów z bardzo dokładnymi instrukcjami wysyła za zaliczeniem pocztowym „Fotochemia" skrytka pocztowa 1, 98-220 Zduńska Wola. NAPISZ PO KARTY KATALOGOWE. EO/740/K/81

Efekty elektroniczne oraz wzmacniacze do gitar, oryginalne zestawy do gitary basowej, aparatury wokalowe, kompletne nagłośnienia oferuje: „ELEKTRONIKA MUZYCZNA" – inż. Jerzy Wroński, ul. Przybyszewskiego 113, PL 93-110 Łódź, tel. 497-18. Zainteresowanym wysyłamy informatory. EO/738/K/81

Obudowy, elementy mechaniczne urządzeń elektronicznych, sprzedam. Grzegorz Michalski, ul. Wrzeciono 8 m 60, 01-961 Warszawa. EO/728/K/81

Naprawa głośników. „Rotor-Leslie" elektroniczne do organów B1, B2, B11 itd. dający brzmienie przestrzenne oraz kościelne – katedralne. „Radiomechanika", ul. Królewska 20, 05-230 Kobyłka. EO/681/K/81

„PMS elektronik" projektuje i wykonuje na zamówienie, w oparciu o najnowsze technologie, elektroniczną aparaturę kontrolno-pomiarową: multimetry, falomierze, generatory itp. oraz specjalistyczny sprzęt elektroniczny z zakresu automatyki i sterowania. „PMS elektronik", ul. Legionowa 23, 00-343 Warszawa. EO/620/K/81

Kupię rezystory metalizowane i precyzyjne. Odstąpię układy scalone zegarów cyfrowych, wyświetlacze, operacyjne. Załączyć zwrotną kopertę ze znaczkiem. Pietruszka, ul. Warszawska 6/35, Mielec. EO/859/K/81

Kupię odbiornik komunikacyjny lub transceiver SSB na pasma amatorskie. Oferty z opisem technicznym, stanem i ceną urządzenia. Ryszard Pajor, Wapienna 62 m 5, Łódź. EO/860/K/81

Sprzedam: płytkę Z80/RAM, 16...48 K, elementy, zegary TMS3874 4 cyfry alarm, TMS1122 programowany 21 funkcji, 7106/LCD+płytka ±200 mV VOLTKIT. Henryk Gut, Czerska 15/59, 00-732 Warszawa. EO/861/K/81

Kupię kwarce 9000 kHz i 8998,75 kHz lub filtr 9,0 MHz z pilotami oraz przekładnię zębatą z odbiornika RBM i różne układy scalone. Jerzy Tomaszewski, Makowska 68/2, 06-301 Przasnysz. EO/863/K/81

Sprzedam: amerykańskie płytki na elementy 741, 555, 7808-VR, 5534 AUDIO LOW NOISE, tranzystory, diody, AY-3-8500/AY-3-8700 TV bitwa czołgów, Xtal ref CMOS 1 MHz/50 Hz. Jan Tomaszewicz, Czarnieckiego 78/80 m 1, 01-541 Warszawa. EO/862/K/82

Kupię katalogi półprzewodników oraz tranzystory 2N2614, BFY41, 40361, 40362 Firmy SABA. Bogdan Lejkowski, Wojciechowo, 14-510 Orneta, woj. Elbląg. EO/878/K/81

Sprzedam UCY7408, UCY7474, UCY7485, kwarce 1, 2,5 MHz, tanio, dużą ilość BC107, BC177. Sypek, Reja 6/32, 50-354 Wrocław. EO/884/K/81

Kupię kineskop do OTV-color przenośny produkcji radzieckiej typu „Elektronika LC-430". Wiesław Rydzewski, 23-210 Kraśnik, skr. poczt. 77. EO/886/K/81

Kupię diody LED i układy scalone UAA170 i U401B. R. Windak, ul. Rydla 3/1a, 30-122 Kraków. EO/58/K/82

Pilnie kupię filtr kwarcowy FDW-9-A1 lub XF-9B z dwoma pilotami, przełącznik 2×5 pozycji przełączanych płytek, przekładnię zębatą od RBM1 lub inną, podać cenę. Józef Tadko, ul. Sebyły 8, 42-100 Kłobuck. EO/59/K/82

Zakład Naprawy „Mini Mikro" maszyn elektronicznych, kalkulatorów, zegarków elektronicznych. D. Tomińska, ul. Krasickiego 14/14, skr. poczt. 11, 62-700 Turek, tel. 59-02 zakupi pilnie części do kalkulatorów i zegarków elektronicznych, baterie, wyświetlacze, lampy cyfrowe, układy cyfrowe, szkiełka, trymery 0...30 pF oraz przyrządy uszkodzone: chronokomparator i multimetr. EO/127/K/82

MULTIPLEKSER OSCYLOSKOPOWY OMC-8

jednoczesna obserwacja do ośmiu sygnałów TTL do współpracy z wejściem „Y" dowolnego oscyloskopu.

Zamówienia przyjmuje:
Instytut Łączności w Warszawie
Oddział w Pułtusku
ul. M. Skłodowskiej-Curie 9
06-100 Pułtusk
skr. poczt. 15
tel. 27-77 **EO/126/K/82**

Zdopingowany artykułem w nrze 12/80 chciałbym się podzielić swoimi doświadczeniami w odbiorze dalekich stacji telewizyjnych.

Otóż wśród moich kolegów w Krakowie rozeszła się pogłoska, że można za pomocą anteny szerokopasmowej 13-elementowej na IV pasmo odbierać programy telewizji czechosłowackiej. Mieszkam w budynku czteropiętrowym i przeprowadzone próby z ww. anteną umieszczoną prowizorycznie na dachu dały pozytywny rezultat, chociaż budynek jest częściowo zasłonięty wysokimi czternastopiętrowymi budynkami. Mogłem odbierać TV Bratysławę 2 i TV Ostrawę 2 z silnie zaśnieżonym obrazem. Postanowiłem więc zbudować antenę szerokopasmową oraz szerokokątną, wzorując się na zdjęciu i niezbyt dokładnym opisie anteny FA4 firmy Stolle*. Antena ta wydała mi się bardzo korzystna do dokładnego spenetrowania IV i V pasma i nie omyliłem się. Umieszczając ją w oknie odbierałem TV Bratysławę 2. Po skonstruowaniu odpowiedniego uchwytu kominowego i zamontowaniu jej na dachu mogłem odbierać oba programy: pierwszy program krajowy ze stacji retransmisyjnej na Luboniu Wielkim oraz ślady innych stacji retransmisyjnych.

Postanowiłem iść dalej. Zakupiłem w Katowicach wzmacniacz antenowy Wa IV; po zamontowaniu go nastąpiła radykalna poprawa w odbiorze. Obecnie odbieram około sześciu polskich stacji retransmisyjnych znajdujących się w górach, drugi program z Katowic i Tarnowa i na siedmiu kanałach stacje czechosłowackie oraz przy sprzyjających warunkach z częstymi zanikami stację TV Budapeszt 2.

Posiadam telewizor Antares 23E, a ponieważ jego programator nie umożliwia dokładnego odczytu kanału, domyślam się, że odbieram Bratysławę 2 na kanale (29–31). Jeśli jednak pracuje równocześnie stacja retransmisyjna na Luboniu, to odbiór na kanale 31 jest niemożliwy, a na kanale 30 obraz jest silnie zakłócony. Korzystam więc w tym wypadku z kanału 29.

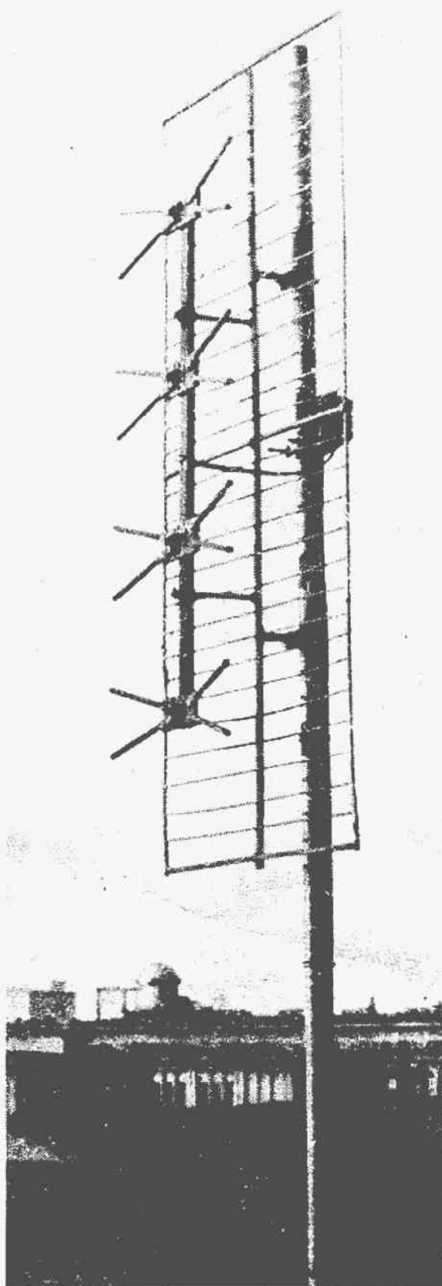
Następnie odbieram stację TV Ostrawa 2 na kanale 35 – Żylina i Bratysława 1, jeden lub dwa kanały wyżej, tj. 36 lub 37. Odbiór pierwszego programu jest silnie zakłócony szumem i można się domyślać, że jest to stacja dalej położona niż na kanale 29 i 35 lub że jest to jakaś mała stacja retransmisyjna.

Poprawę odbioru mógłbym na pewno uzyskać przez zastosowanie anten 19-elementowych. Ostra kierunkowość i duży zysk energetyczny powinien wyeliminować interferencje i powiększyć stosunek sygnału do szumu.

Wkrótce mam zamiar przeprowadzić również próbę odbioru telewizji czechosłowackiej na kanale 1 – Ostrawa, 5 – Poprad i 11 – Żylina. Miałem również kilka DX-ów telewizyjnych.

Podczas niżu, zwłaszcza przed nadchodzącą burzą, odbierałem często telewizję radziecką, szwedzką, norweską i duńską na kanale 1 i 2, o ile nie pracował w tym czasie lokalny nadajnik drugiego programu. Wykorzystywałem antenę pierwszego i drugiego programu pracującą w niewłaściwej polaryzacji.

A teraz kilka słów o konstrukcji samej anteny (fot. obok).



Reflektor anteny jest wykonany z prętów stalowych pospawanych elektrycznie w siatkę o wymiarach 0,6 × 1,2 m. Cztery dipole cylindryczne wykonane są z rurki aluminiowej Ø 10 i połączone linią długą. Skrócenie dipoli wynosi około 0,85 $\lambda_{śr}$.

Antena zamocowana jest na maszcie z rury calowej o długości 2,80 m, przy czym ze względu na duży kąt odbioru (około 100°) nie wymaga ona obracania.

Marek Cygan

* J. Bator – Odbiór TV. WKŁ